

Unión Internacional de Telecomunicaciones

UIT-T

SECTOR DE NORMALIZACIÓN
DE LAS TELECOMUNICACIONES
DE LA UIT

Serie G
Suplemento 39
(02/2006)

SERIE G: SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN,
SISTEMAS Y REDES DIGITALES

**Consideraciones sobre diseño e ingeniería de
sistemas ópticos**

Recomendaciones UIT-T de la serie G – Suplemento 39



RECOMENDACIONES UIT-T DE LA SERIE G
SISTEMAS Y MEDIOS DE TRANSMISIÓN, SISTEMAS Y REDES DIGITALES

CONEXIONES Y CIRCUITOS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES	G.100–G.199
CARACTERÍSTICAS GENERALES COMUNES A TODOS LOS SISTEMAS ANALÓGICOS DE PORTADORAS	G.200–G.299
CARACTERÍSTICAS INDIVIDUALES DE LOS SISTEMAS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES DE PORTADORAS EN LÍNEAS METÁLICAS	G.300–G.399
CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS SISTEMAS TELEFÓNICOS INTERNACIONALES EN RADIOENLACES O POR SATELITE E INTERCONEXIÓN CON LOS SISTEMAS EN LÍNEAS METÁLICAS	G.400–G.449
COORDINACIÓN DE LA RADIOTELEFONÍA Y LA TELEFONÍA EN LÍNEA	G.450–G.499
CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN	G.600–G.699
EQUIPOS TERMINALES DIGITALES	G.700–G.799
REDES DIGITALES	G.800–G.899
SECCIONES DIGITALES Y SISTEMAS DIGITALES DE LÍNEA	G.900–G.999
CALIDAD DE SERVICIO Y DE TRANSMISIÓN – ASPECTOS GENÉRICOS Y ASPECTOS RELACIONADOS AL USUARIO	G.1000–G.1999
CARACTERÍSTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISIÓN	G.6000–G.6999
DATOS SOBRE CAPA DE TRANSPORTE – ASPECTOS GENÉRICOS	G.7000–G.7999
ASPECTOS RELATIVOS AL PROTOCOLO ETHERNET SOBRE LA CAPA DE TRANSPORTE	G.8000–G.8999
REDES DE ACCESO	G.9000–G.9999

Para más información, véase la Lista de Recomendaciones del UIT-T.

Suplemento 39 a las Recomendaciones UIT-T de la serie G

Consideraciones sobre diseño e ingeniería de sistemas ópticos

Resumen

En este Suplemento se informa sobre los antecedentes y la metodología utilizada para redactar Recomendaciones de interfaz de fibra óptica, como las Recs. UIT-T G.957, G.691 y G.959.1. Esta revisión contiene explicaciones adicionales sobre las medidas de tasa de errores en los bits (BER) para los sistemas con corrección de errores en recepción (FEC), se completa la ecuación de penalidad de ruido de partición modal de 9.2.1.1, incluye información sobre las estadísticas de atenuación de enlaces instalados, ofrece otras orientaciones sobre prácticas más adecuadas para sistemas amplificados Raman en la cláusula 14 y corrige algunos otros puntos.

Orígenes

El Suplemento 39 a las Recomendaciones UIT-T de la serie G fue aceptado el 17 de febrero de 2006 por la Comisión de Estudio 15 (2005-2008) del UIT-T.

PREFACIO

La UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) es el organismo especializado de las Naciones Unidas en el campo de las telecomunicaciones. El UIT-T (Sector de Normalización de las Telecomunicaciones de la UIT) es un órgano permanente de la UIT. Este órgano estudia los aspectos técnicos, de explotación y tarifarios y publica Recomendaciones sobre los mismos, con miras a la normalización de las telecomunicaciones en el plano mundial.

La Asamblea Mundial de Normalización de las Telecomunicaciones (AMNT), que se celebra cada cuatro años, establece los temas que han de estudiar las Comisiones de Estudio del UIT-T, que a su vez producen Recomendaciones sobre dichos temas.

La aprobación de Recomendaciones por los Miembros del UIT-T es el objeto del procedimiento establecido en la Resolución 1 de la AMNT.

En ciertos sectores de la tecnología de la información que corresponden a la esfera de competencia del UIT-T, se preparan las normas necesarias en colaboración con la ISO y la CEI.

NOTA

En esta publicación, la expresión "Administración" se utiliza para designar, en forma abreviada, tanto una administración de telecomunicaciones como una empresa de explotación reconocida de telecomunicaciones.

La observancia de esta publicación es voluntaria. Ahora bien, la publicación puede contener ciertas disposiciones obligatorias (para asegurar, por ejemplo, la aplicabilidad o la interoperabilidad), por lo que la observancia se consigue con el cumplimiento exacto y puntual de todas las disposiciones obligatorias. La obligatoriedad de un elemento preceptivo o requisito se expresa mediante las frases "tener que, haber de, hay que + infinitivo" o el verbo principal en tiempo futuro simple de mandato, en modo afirmativo o negativo. El hecho de que se utilice esta formulación no entraña que la observancia se imponga a ninguna de las partes.

PROPIEDAD INTELECTUAL

La UIT señala a la atención la posibilidad de que la utilización o aplicación de la presente publicación suponga el empleo de un derecho de propiedad intelectual reivindicado. La UIT no adopta ninguna posición en cuanto a la demostración, validez o aplicabilidad de los derechos de propiedad intelectual reivindicados, ya sea por los miembros de la UIT o por terceros ajenos al proceso de elaboración de publicaciones.

En la fecha de aprobación de la presente publicación, la UIT no ha recibido notificación de propiedad intelectual, protegida por patente, que puede ser necesaria para aplicar esta publicación. Sin embargo, debe señalarse a los usuarios que puede que esta información no se encuentre totalmente actualizada al respecto, por lo que se les insta encarecidamente a consultar la base de datos sobre patentes de la TSB.

© UIT 2007

Reservados todos los derechos. Ninguna parte de esta publicación puede reproducirse por ningún procedimiento sin previa autorización escrita por parte de la UIT.

ÍNDICE

	Página
1 Alcance	1
2 Referencias	1
3 Expresiones y definiciones	2
4 Abreviaturas, siglas o acrónimos	2
5 Definición de las bandas espectrales	4
5.1 Consideraciones generales.....	4
5.2 Atribución de las bandas espectrales a los sistemas de fibra monomodo	5
5.3 Bandas para los sistemas de fibra multimodo	7
6 Parámetros de los elementos del sistema.....	7
6.1 Codificación de línea	7
6.2 Transmisores.....	7
6.3 Amplificadores ópticos.....	9
6.4 Trayecto óptico	10
6.5 Receptores	13
7 Consideraciones sobre la codificación de línea	14
7.1 Implementación con retorno a cero (RZ)	14
7.2 Consideraciones sobre la degradación del sistema.....	18
8 Topología de la red óptica	21
8.1 Estructuras topológicas.....	21
9 Diseño del sistema "en el caso más desfavorable"	24
9.1 Concatenación de los balances de potencia.....	24
9.2 Dispersión cromática	25
9.3 Dispersión por modo de polarización.....	36
9.4 BER y factor Q	36
9.5 Concatenación del ruido	39
9.6 Diafonía óptica	44
9.7 Concatenación de efectos no lineales – Planteamiento computacional.....	50
10 Diseño estadístico del sistema	52
10.1 Metodología genérica	52
10.2 Diseño estadístico de la atenuación.....	55
10.3 Diseño estadístico de la dispersión cromática.....	61
10.4 Diseño estadístico de la dispersión por modo de polarización.....	67
11 Corrección de errores en recepción (FEC)	68
11.1 FEC dentro de banda en sistemas SDH.....	69
11.2 FEC fuera de banda en redes ópticas de transporte (OTN).....	69
11.3 Ganancia de codificación y ganancia neta de codificación (NCG).....	70
11.4 Límites teóricos de la NCG para algunas FEC no estándar fuera de banda...	72

	Página
11.5	Hipótesis estadística para la ganancia de codificación y la NCG 72
11.6	Candidatos para la relajación de parámetros 73
11.7	Candidatos para la mejora de las características del sistema 74
12	Compatibilidad transversal y longitudinal de la capa física 75
12.1	Compatibilidad transversal de la capa física 75
12.2	Compatibilidad longitudinal de la capa física 76
12.3	Ingeniería conjunta 77
13	Consideraciones sobre el diseño de redes ópticas conmutadas 78
14	Prácticas recomendadas de seguridad frente a la potencia óptica 78
14.1	Observación 78
14.2	Extremos de las fibras 78
14.3	Fibras de cinta 79
14.4	Latiguillos de prueba 79
14.5	Codos de la fibra 79
14.6	Extensiones de placa 79
14.7	Mantenimiento 79
14.8	Equipos de prueba 80
14.9	Modificación 80
14.10	Control por llaves 80
14.11	Etiquetas 80
14.12	Letreros 80
14.13	Alarmas 80
14.14	Sistemas amplificados Raman 80
Apéndice I	– Ensanchamiento de los impulsos debido a la dispersión cromática 81
I.1	Objeto 81
I.2	Resultado general publicado 81
I.3	Cambio de notación 82
I.4	Simplificación para un caso particular 83
I.5	Ensanchamiento del impulso relacionado con la velocidad binaria 84
I.6	Valor del factor de forma 84
I.7	Resultado general y unidades prácticas 85
BIBLIOGRAFÍA 86

Suplemento 39 a las Recomendaciones UIT-T de la serie G

Consideraciones sobre diseño e ingeniería de sistemas ópticos

1 Alcance

Este Suplemento NO es una Recomendación por lo que carece de significado normativo. En caso de conflicto entre el contenido de este Suplemento y el de las Recomendaciones pertinentes, prevalecerán siempre estas últimas. Este Suplemento NO debe utilizarse como referencia, sólo pueden utilizarse como referencias las Recomendaciones pertinentes.

En este Suplemento se exponen consideraciones sobre el diseño e ingeniería de sistemas digitales de línea óptica monocanal y multicanal, con amplificación o sin ella, soportando señales (PDH), (SDH) y (OTN) en redes intracentral, extracentral y terrenales de larga distancia.

Uno de los propósitos del presente Suplemento es consolidar y ampliar el material relacionado que se encuentra actualmente en varias Recomendaciones, entre ellas las Recs. UIT-T G.955, G.957, G.691, G.692 y G.959.1. Este Suplemento pretende asimismo mejorar la correlación entre las especificaciones de la fibra, los componentes y las Recomendaciones sobre la interfaz del sistema, actualmente desarrolladas en la Comisión de Estudio 15 del UIT-T por los grupos 15, 17 y 16 respectivamente.

2 Referencias

- Recomendación UIT-T G.650.1 (2004), *Definiciones y métodos de prueba de los atributos lineales y determinísticos de fibras y cables monomodo.*
- Recomendación UIT-T G.652 (2005), *Características de las fibras y cables ópticos monomodo.*
- Recomendación UIT-T G.653 (2003), *Características de los cables y fibras ópticas monomodo con dispersión desplazada.*
- Recomendación UIT-T G.654 (2004), *Características de los cables de fibra óptica monomodo con corte desplazado.*
- Recomendación UIT-T G.655 (2006) *Características de fibras y cables ópticos monomodo con dispersión no nula.*
- Recomendación UIT-T G.661 (2006), *Definición y métodos de prueba de los parámetros genéricos pertinentes de los dispositivos y subsistemas de amplificadores ópticos.*
- Recomendación UIT-T G.662 (2005) *Características genéricas de los dispositivos y subsistemas de amplificadores ópticos.*
- Recomendación UIT-T G.663 (2000), *Aspectos relacionados con la aplicación de los dispositivos y subsistemas de amplificadores ópticos.*
- Recomendación UIT-T G.691 (2006), *Interfaces ópticas para sistemas monocanal STM-64, y otros sistemas de la jerarquía digital sincrónica con amplificadores ópticos.*
- Recomendación UIT-T G.692 (1998), *Interfaces ópticas para sistemas multicanales con amplificadores ópticos.*
- Recomendación UIT-T G.957 (2006), *Interfaces ópticas para equipos y sistemas relacionados con la jerarquía digital sincrónica.*
- Recomendación UIT-T G.959.1 (2006), *Interfaces de capa física de red óptica de transporte.*

- Recomendación UIT-T G.982 (1996), *Redes de acceso óptico para el soporte de servicios que funcionan con velocidades binarias de hasta la velocidad primaria de la red digital de servicios integrados (RDSI) o velocidades binarias equivalentes.*
- Recomendación UIT-T G.983.1 (2005), *Sistemas de acceso óptico de banda ancha basados en redes ópticas pasivas.*
- Recomendación UIT-T L.40 (2000), *Sistema de soporte de mantenimiento, supervisión y pruebas de la planta exterior de fibra óptica.*
- Recomendación UIT-T L.41 (2000), *Longitud de onda de mantenimiento en fibras que transportan señales.*
- CEI/TR 61292-3:2003, *Optical amplifiers – Part 3: Classification, characteristics, and applications.*

3 Expresiones y definiciones

Las definiciones formales aparecen en las Recomendaciones principales.

4 Abreviaturas, siglas o acrónimos

1R	Regeneración de potencia (<i>regeneration of power</i>)
2R	Regeneración de potencia y forma (<i>regeneration of power and shape</i>)
3R	Regeneración de potencia, forma y temporización (<i>regeneration of power, shape, and timing</i>)
ADM	Multiplexor de adición/supresión (<i>add/drop multiplexer</i>)
ASE	Emisión espontánea amplificada (<i>amplified spontaneous emission</i>)
ASK	Modulación por desplazamiento de amplitud (<i>amplitude shift key</i>)
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
BER	Tasa de errores en los bits (<i>bit-error ratio</i>)
BPM	Método de propagación del haz (<i>beam propagation method</i>)
c.c.	Corriente continua
CD	Dispersión cromática (<i>chromatic dispersion</i>)
CS-RZ	Retorno a cero con portadora suprimida (<i>carrier suppressed return to zero</i>)
DA	Acomodación de dispersión (<i>dispersion accommodation</i>)
DCF	Fibra con compensación de dispersión (<i>dispersion-compensating fibre</i>)
DGD	Retardo diferencial de grupo (<i>differential group delay</i>)
DST	Transmisión soportada por dispersión (<i>dispersion supported transmission</i>)
E/O	Conversión electroóptica (<i>electrical optical conversion</i>)
EDC	Código de detección de errores (<i>error detection code</i>)
EDFA	Amplificador de fibra dopada con erbio (<i>Erbium-doped fibre amplifier</i>)
FEC	Corrección de errores en recepción (<i>forward error correction</i>)
FSK	Modulación por desplazamiento de frecuencia (<i>frequency shift key</i>)
FWHM	Anchura entre semimáximos (<i>full width at half maximum</i>)
FWM	Mezcla de cuatro ondas (<i>four-wave mixing</i>)

IaDI	Interfaz intradominio (<i>intra-domain interface</i>)
IrDI	Interfaz interdominios (<i>inter-domain interface</i>)
LD	Diodo láser (<i>laser diode</i>)
MC	Multicanal (<i>multi-channel</i>)
MI	Inestabilidad de la modulación (<i>modulation instability</i>)
MLM	Modo multilongitudinal (<i>multi-longitudinal mode</i>)
MPI-R	Interfaz de trayectos múltiples en el receptor (<i>multi-path interface at the receiver</i>)
MPI-S	Interfaz de trayectos múltiples en la fuente (<i>multi-path interface at the source</i>)
MPN	Ruido de partición de modo (<i>mode partition noise</i>)
M-Rx	Equipo receptor multicanal (<i>multi-channel receiver equipment</i>)
M-Tx	Equipo transmisor multicanal (<i>multi-channel transmitter equipment</i>)
MZM	Modulador Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder modulator</i>)
NCG	Ganancia neta de codificación (<i>net coding gain</i>)
NRZ	Sin retorno a cero (<i>non-return to zero</i>)
O/E	Conversión óptico a eléctrico (<i>optical to electrical conversion</i>)
OA	Amplificador óptico (<i>optical amplifier</i>)
OAC	Canal óptico auxiliar (<i>optical auxiliary channel</i>)
OADM	ADM óptico (igual a WADM) (<i>optical ADM (also WADM)</i>)
OCh	Canal óptico (<i>optical channel</i>)
ODUk	Unidad de datos de canal óptico de orden k (<i>optical channel data unit of order k</i>)
OFA	Amplificador de fibra óptica (<i>optical fibre amplifier</i>)
OLS	Conmutación de etiquetas ópticas (<i>optical label switching</i>)
OMS	Sección múltiplex óptica (<i>optical multiplex section</i>)
ONE	Elemento óptico de red (<i>optical network element</i>)
OSC	Canal de supervisión óptico (<i>optical supervisory channel</i>)
OSNR	Relación señal óptica/ruido (<i>optical signal-to-noise ratio</i>)
OTDR	Reflectómetro óptico en el dominio del tiempo (<i>optical time domain reflectometer</i>)
OTN	Red óptica de transporte (<i>optical transport network</i>)
OTUk	Unidad de transporte de canal óptico de orden k (<i>optical channel transport unit of order k</i>)
OXC	XC óptica (igual a WSXC) (<i>optical XC (also WSXC)</i>)
PDC	Compensador de dispersión pasivo (<i>passive dispersion compensator</i>)
PDFFA	Amplificadores de fibra de fluoruro dopado con praseodimio (<i>praseodymium-doped fluoride fibre amplifiers</i>)
PDH	Jerarquía digital plesiosíncrona (<i>plesiosynchronous digital hierarchy</i>)
PMD	Dispersión por modo de polarización (<i>polarization mode dispersion</i>)
ptp	Punto a punto (<i>point to point</i>)

R	Punto de interfaz óptica monocanal en el receptor
RF	Radiofrecuencia
RFA	Amplificador de fibra de Raman (<i>Raman fibre amplifier</i>)
RX	Receptor (óptico) (<i>optical receiver</i>)
RZ	Retorno a cero (<i>return to zero</i>)
S	Interfaz óptica monocanal en el origen (<i>single-channel optical interface at the source</i>)
SBS	Dispersión de Brillouin estimulada (<i>stimulated Brillouin scattering</i>)
SC	Monocanal (<i>single channel</i>)
SDH	Jerarquía digital síncrona (<i>synchronous digital hierarchy</i>)
SLM	Modo monolongitudinal (<i>single longitudinal mode</i>)
SOA	Amplificador óptico de semiconductores (<i>semiconductor optical amplifier</i>)
SPM	Automodulación de fase (<i>self-phase modulation</i>)
SRS	Dispersión de Raman estimulada (<i>stimulated Raman scattering</i>)
STM	Módulo de transporte síncrono (<i>synchronous transport module</i>)
TDM	Multiplexación por división en el tiempo (<i>time division multiplex</i>)
TX	Transmisor (óptico) (<i>optical transmitter</i>)
WADM	ADM de longitud de onda (igual a OADM) (<i>wavelength ADM (also OADM)</i>)
WDM	Multiplexación por división en longitud de onda (<i>wavelength division multiplex</i>)
WSXC	XC selectiva en longitud de onda (igual a OXC) (<i>wavelength-selective XC (also OXC)</i>)
WTM	Multiplexor terminal en longitud de onda (<i>wavelength terminal multiplexer</i>)
XC	Transconexión (<i>cross-connect</i>)
XPM	Modulación de fase cruzada (<i>cross-phase modulation</i>)

5 Definición de las bandas espectrales

5.1 Consideraciones generales

Considerando los transmisores ópticos desde el punto de vista de los diodos semiconductores láser, los sistemas de material GaAlAs pueden cubrir la gama de longitudes de onda entre 700 nm y 1000 nm, mientras que los de InGaAsP pueden cubrir desde 1000 nm a 1700 nm. A esta lista podrán añadirse más adelante los láseres de fibra. En los receptores ópticos es importante el rendimiento cuántico del material detector, utilizándose Si desde 650 nm hasta 950 nm aproximadamente, InGaAsP desde 950 nm hasta 1150 nm, Ge desde 1100 nm hasta 1550 nm aproximadamente, e InGaAs desde 1300 nm hasta 1700 nm. Por consiguiente no existe problema técnico alguno para la implementación de transmisores y receptores en una amplia gama de longitudes de onda de interés para las comunicaciones ópticas.

En los amplificadores ópticos (OA, *optical amplifier*), la actividad se ha centrado principalmente en las regiones de longitudes de onda más largas con fibras monomodo. A los amplificadores originales de fibra dopada, EDFA (amplificadores de fibra dopada con erbio) en torno a 1545 nm y PDFFA (amplificadores de fibra de fluoruro dopada con praseodimio) en torno a 1305 nm, se han unido otros dopantes tales como Te, Yt y Tu. Por consiguiente, puede cubrirse la región espectral entre 1440 nm aproximadamente y más de 1650 nm, aunque no con el mismo rendimiento, no estando aún a la venta, además, algunos de ellos. Los SOA (amplificadores ópticos de

semiconductores) y los RFA (amplificadores de fibra de Raman) de bajo ruido pueden operar a longitudes de onda desde menos de 1300 nm hasta más de 1600 nm. En ciertas aplicaciones se utilizan combinaciones de OA de diversos tipos para que la banda de funcionamiento sea más plana y ancha, y tenga un bajo nivel de ruido.

La referencia CEI/TR 61292-3 proporciona más detalles al respecto.

5.2 Atribución de las bandas espectrales a los sistemas de fibra monomodo

Se examinan a continuación las limitaciones de las bandas espectrales impuestas por el tipo de fibra. En la Rec. UIT-T G.957, que no incluye los amplificadores ópticos, se ha escogido el intervalo de 1260 nm a 1360 nm para las fibras G.652. Este intervalo lo utiliza asimismo la Rec. UIT-T G.983.1 para las redes ópticas pasivas. El límite inferior se determina por la longitud de onda de corte del cable, que es de 1260 nm. La curva de dispersión absoluta en el caso más desfavorable de la fibra G.652 se muestra en la figura A.2/G.957. El coeficiente de dispersión en el caso más desfavorable a dicha longitud de onda es de $-6,42$ ps/nm·km, mientras que el coeficiente de dispersión en el caso más desfavorable de $+6,42$ ps/nm·km se presenta a 1375 nm. No obstante, esta longitud de onda se encuentra en el borde ascendente de la banda de atenuación "hídrica" con un máximo a 1383 nm, de modo que se escogió 1360 nm como límite superior. Puede haber diversos códigos de aplicación con gama de longitudes de onda más restringidos dependiendo de los requisitos de dispersión. Esto define la:

- Banda O "original" de 1260 nm a 1360 nm.

La Rec. UIT-T G.652 incluye asimismo fibras con baja cresta de atenuación hídrica como subcategoría G.652.C. Se afirma que "esta subcategoría permite asimismo las transmisiones G.957 en tramos de banda por encima de 1360 nm y por debajo de 1530 nm." Los efectos de la pequeña cresta de atenuación hídrica son despreciables a longitudes de onda por encima de 1460 nm. Esto define la:

- Banda E "ampliada", de 1360 nm a 1460 nm.

Para una longitud de onda mayor, los expertos que elaboraron la Rec. UIT-T G.957 seleccionaron el intervalo de 1430 nm a 1580 nm para aplicaciones de corta distancia con fibra G.652, y el de 1480 nm a 1580 nm para aplicaciones de larga distancia con fibras G.652, G.653 y G.654. Los límites de estos intervalos se establecieron en base a consideraciones relacionadas con la atenuación, pudiendo ser aún más restrictivos a causa de la dispersión en aplicaciones específicas.

Para aplicaciones con amplificadores ópticos y transmisión monocanal como en la Rec. UIT-T G.691 o transmisión multicanal como en la Rec. UIT-T G.692, estos intervalos se subdividieron. Inicialmente, los amplificadores de fibra dopada con erbio (EDFA, *erbium-doped fibre amplifiers*) tenían bandas de ganancia útil desde 1530 nm aproximadamente a 1565 nm. Esta banda de ganancias se denomina "banda C" y la definición de sus límites es diferentes en la literatura y en las especificaciones comerciales. El intervalo entre 1530 nm y 1565 nm se ha adoptado para la fibra G.655 y los sistemas G.691, habiéndose desarrollado especificaciones para este intervalo. Esto define la:

- Banda C "convencional", de 1530 nm a 1565 nm.

Hay ya EDFA asequibles con ganancias relativamente más planas y anchas, sin que se suponga límite alguno para los EDFA en esta banda. Algunos diseños de EDFA sobrepasan la banda C.

Hay una región por debajo de la banda C a la que se ha denominado "banda S". Puede ser que en ciertas aplicaciones no esté disponible toda esta banda para los canales de señal. Algunas longitudes de onda pueden utilizarse para el bombeo de amplificadores de fibra óptica ya sean del tipo de iones activos como del tipo Raman. Pueden reservarse ciertas longitudes de onda para el canal de supervisión óptico (OSC, *optical supervisory channel*). El límite inferior de esta banda se toma

igual al superior de la banda E, mientras que su límite superior se toma igual al inferior de la banda C. Esto define la:

- Banda S de "longitud de onda corta", de 1460 nm a 1530 nm.

Para las longitudes de onda más largas por encima de la banda C, la calidad de funcionamiento del cable de fibra para un intervalo de temperaturas es adecuada para los tipos de fibra actuales hasta 1625 nm. Además, es conveniente utilizar una gama de longitudes de onda tan amplia como sea posible para la transmisión de la señal. Esto define la:

- Banda L "de longitud de onda larga", de 1565 nm a 1625 nm.

Para el cable de fibra de planta exterior, se definen en la Rec. UIT-T L.40 varias funciones de mantenimiento: preventivo, tras la instalación, antes del servicio, y tras una avería. Esto supone actividades de vigilancia, prueba y control utilizando pruebas con el reflectómetro óptico en el dominio del tiempo (OTDR, *optical time domain reflectometer*), identificación de fibras, pruebas de atenuación, y supervisión de la alimentación. Las longitudes de onda de mantenimiento se han definido en la Rec. UIT-T L.41 en la que se indica lo siguiente:

- "Esta Recomendación trata de la longitud de onda de mantenimiento de las fibras que transportan señales sin amplificadores ópticos en línea."
- "La asignación de la longitud de onda de mantenimiento guarda una estrecha relación con la asignación de la longitud de onda de transmisión seleccionada por la Comisión de Estudio 15."
- "La máxima longitud de onda de transmisión sigue pendiente de estudio por la Comisión de Estudio 15, aunque se limitará a 1625 nm, como máximo."

En ciertos casos, la señal de prueba puede solaparse con las señales de transmisión cuando la potencia de prueba es suficientemente débil con respecto a la potencia de transmisión. En otros casos, la longitud de onda de prueba puede situarse en una región no ocupada por los canales de transmisión de la aplicación particular. Concretamente, una región destinada a no estar nunca ocupada por estos canales puede ser interesante para el mantenimiento, aunque aumente la atenuación. Esto define la:

- Banda U de "longitud de onda ultralarga, de 1625 nm a 1675 nm.

El cuadro 5-1 resume los sistemas monomodo:

Cuadro 5-1 – Bandas espectrales monomodo

Banda	Descripción	Intervalo [nm]
Banda O	Original	de 1260 a 1360
Banda E	Ampliada	de 1360 a 1460
Banda S	Longitud de onda corta	de 1460 a 1530
Banda C	Convencional	de 1530 a 1565
Banda L	Longitud de onda larga	de 1565 a 1625
Banda U	Longitud de onda ultralarga	de 1625 a 1675

- 1) La definición de bandas espectrales pretende facilitar la exposición, sin pretensión alguna de constituir una especificación. Las especificaciones de las bandas de longitudes de onda de explotación se facilitan en las Recomendaciones de los sistemas correspondientes.
- 2) Las Recomendaciones sobre las fibras G.65x no confirman la aplicabilidad de todas estas bandas de longitudes de onda para el mantenimiento o explotación del sistema.
- 3) El límite (1460 nm) entre las bandas E y S queda en estudio.

- 4) La banda U está reservada únicamente al mantenimiento, en su caso, no previéndose actualmente la transmisión de señales portadoras de tráfico. La utilización para fines ajenos a la transmisión debe hacerse procurando que la interferencia causada sobre las señales de transmisión en otras bandas sea despreciable. No se garantiza el funcionamiento de la fibra en esta banda.
- 5) Se prevé que en un futuro próximo, diversas aplicaciones, con amplificadores ópticos o sin ellos, transmitan señales cubriendo todo el intervalo entre 1260 nm y 1625 nm.

5.3 Bandas para los sistemas de fibra multimodo

Las fibras multimodo no se ven limitadas por consideraciones de longitud de onda de corte y, aunque los valores del coeficiente de atenuación, son mayores que los correspondientes a las fibras monomodo, pueden ser más resistentes a los efectos de las curvaturas. La principal limitación de longitud de onda es la de una o varias ventanas de anchura de banda, que pueden diseñarse para clasificaciones de fibra específicas. En el cuadro 5-2 se encuentran las ventanas de longitud de onda específicas de diversas aplicaciones:

Cuadro 5-2 – Gama de longitudes de onda para algunas aplicaciones multimodo

Aplicación	Ventana (en nm) en torno a 850 nm	Ventana (en nm) en torno a 1300 nm
Bus serie IEEE [1]	830-860	–
Canal de fibra [2]	770-860	(monomodo)
10BASE-F, -FB, -FL, -FP [3]	800-910	–
100BASE-FX [3, 4], FDDI [4]	–	1270-1380
1000BASE-SX [3] (GbE)	770-860	–
1000BASE-LX [3] (GbE)	–	1270-1355
HIPPI [5]	830-860	1260-1360

La clasificación para fibras multimodo queda en estudio. Se ha propuesto la región entre 770 nm y 910 nm.

6 Parámetros de los elementos del sistema

6.1 Codificación de línea

La codificación de línea para los sistemas definidos en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.692 y G.959.1 se realiza mediante dos tipos diferentes de códigos de línea:

- sin retorno a cero (NRZ, *non-return to zero*);
- con retorno a cero (RZ, *return to zero*).

En la cláusula 7 se ofrece más información sobre este tema.

6.2 Transmisores

6.2.1 Tipos de transmisores

Tipos de transmisores, utilizando ambos diodos láser MLM y SLM, y sus correspondientes especificaciones, así como los aspectos relativos a la implementación se definen en las Recs. UIT-T G.691, G.692, G.957 y G.959.1.

6.2.2 Parámetros del transmisor

Estos parámetros se definen en los puntos de referencia de salida del transmisor S o MPI-S definidos en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.692 y G.959.1.

6.2.2.1 Gama de longitudes de onda de funcionamiento del sistema

La gama de longitudes de onda de funcionamiento para los sistemas SDH monocanal de hasta 10 Gbit/s se define en las Recs. UIT-T G.691 y G.957. La gama de longitudes de onda de funcionamiento para las IrDI monocanal y multicanal de hasta 40 Gbit/s se define en la Rec. UIT T G.959.1. Otras aplicaciones pueden utilizar bandas de longitudes de onda distintas y gamas dentro de las bandas definidas en el presente Suplemento.

La Rec. G.694.1 indica la cuadrícula de frecuencias de canales para sistemas DWDM. Para los sistemas CWDM, la cuadrícula de longitudes de onda de canal se indica en la Rec. G.694.2. La cuadrícula de frecuencias de canal para sistemas DWDM viene dada por la siguiente fórmula:

$$193,1 + n * Sp_j \text{ [THz]}$$

donde:

n es un entero positivo o negativo, incluido 0,

j es uno de los siguientes enteros: 1, 2 ó 3.

Sp_j es un factor para calcular la separación genérica de canales en una fibra, y

$$Sp_j = \begin{cases} 2^{-j} * 0,1 \text{ [THz]}, & \text{cuando la separación es inferior a 100 GHz, o} \\ 0,1 \text{ [THz]}, & \text{cuando la separación entre canales es de 100 GHz o superior.} \end{cases}$$

Las frecuencias centrales nominales definidas por las anteriores fórmulas corresponden a la cuadrícula de frecuencias para sistemas WDM densos. La selección del valor de j determina la correspondiente separación entre canales y las frecuencias centrales nominales de un sistema DWDM. Los valores de $j = 1, 2$ y 3 corresponden a cuadrículas de 50, 25 y 12,5 GHz respectivamente.

6.2.2.2 Características espectrales

Las características espectrales de las interfaces SDH monocanal de hasta 10 Gbit/s se definen en las Recs. UIT-T G.957 y G.691. Para velocidades binarias mayores y distancias superiores, especialmente en un entorno WDM, pueden necesitarse especificaciones adicionales.

6.2.2.3 Máxima anchura espectral de las fuentes SLM

Este parámetro se define para los sistemas SDH monocanal en la Rec. UIT-T G.691.

6.2.2.4 Máxima anchura espectral de las fuentes MLM

Este parámetro se define para los sistemas SDH monocanal en la Rec. UIT-T G.691.

6.2.2.5 Fluctuación (chirp)

Este parámetro se define en la Rec. UIT-T G.691. Para sistemas de mayor velocidad binaria o de distancias superiores, posiblemente funcionando también en otros códigos de línea, es probable que se necesite la especificación adicional de un comportamiento dinámico resuelto en el tiempo. Ésta, junto con la medición de este parámetro, queda en estudio.

6.2.2.6 Relación de supresión en modo lateral

La relación de supresión en modo lateral de una fuente óptica longitudinal monomodo se define en las Recs. UIT-T G.957, G.691 y G.959.1. Se especifican valores para sistemas IrDI SDH y OTN de hasta 40 Gbit/s.

6.2.2.7 Máxima densidad espectral de potencia

La máxima densidad espectral de potencia se define en la Rec. UIT-T G.691.

6.2.2.8 Máxima potencia media de salida del canal

La máxima potencia media de salida de una señal óptica multicanal se especifica y define en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.2.2.9 Mínima potencia media de salida del canal

Esta propiedad de una señal óptica multicanal se especifica y define en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.2.2.10 Frecuencia central

Las frecuencias centrales de las señales WDM se especifican en las Recs. UIT-T G.959.1 y G.694.1. Aquí, se detallan las frecuencias con una separación de 12,5 GHz.

6.2.2.11 Separación entre canales

La separación entre canales se define en la Rec. UIT-T G.694.1 para DWDM así como en la Rec. UIT-T G.694.2 para CWDM. Otras posibilidades (mayor amplitud o mayor densidad) quedan en estudio.

6.2.2.12 Máxima desviación de la frecuencia central

La máxima desviación de la frecuencia central en los canales ópticos codificados en NRZ se define en las Recs. UIT-T G.692 y G.959.1. Otras posibilidades que utilicen filtrado asimétrico pueden requerir una definición distinta que queda en estudio.

6.2.2.13 Tasa de extinción mínima

La tasa de extinción mínima, como valor específico para cada canal en los sistemas WDM codificados en NRZ, se define en la Rec. UIT-T G.959.1. Para señales codificadas en RZ, se aplica el mismo método. Para otros códigos de línea esta definición queda en estudio.

6.2.2.14 Plantilla del diagrama en ojo

Las plantillas del diagrama en ojo de los sistemas monocal SDH figuran en las Recs. UIT-T G.957, G.691 y G.693 entre otras Recomendaciones. La plantilla del diagrama en ojo para interfaces multicanal y monocal IrDI codificadas en NRZ se define en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.2.2.15 Polarización

Este parámetro indica la distribución de la polarización de la señal de la fuente óptica. Este parámetro podría repercutir en la tolerancia a la PMD y es importante en el caso de multiplexación de polarización.

6.2.2.16 Relación señal/ruido óptica de la fuente óptica

Este valor indica la relación entre la potencia de la señal óptica y la potencia de ruido óptico del transmisor óptico en una determinada anchura de banda acoplada al trayecto de transmisión.

6.3 Amplificadores ópticos

6.3.1 Tipos de amplificadores

Los tipos de amplificadores ópticos y sus correspondientes especificaciones así como los aspectos relativos a la implementación de los amplificadores de fibra óptica y de los amplificadores de semiconductores se definen en las Recs. UIT-T G.661, G.662 y G.663, respectivamente. Las definiciones de los amplificadores de línea de los sistemas multicanal de larga distancia se encuentran en la Rec. UIT-T G.692. Además de éstos, puede utilizarse la amplificación de Raman

en los segmentos de fibra de transmisión o en segmentos de fibra adicionales del trayecto de transmisión. La especificación de la amplificación de Raman queda en estudio.

Los amplificadores pueden utilizarse junto con receptores y/o transmisores ópticos. En estos casos quedan ocultos en la caja negra del receptor o transmisor, amparados por las especificaciones relacionadas. Debe observarse, no obstante, que las penalizaciones en el lado del receptor, por ejemplo la penalización de fluctuación de fase, quedan afectadas por la presencia de amplificación óptica.

En la Rec. UIT-T G.661 se define una lista completa de parámetros genéricos del amplificador. En el diseño de sistemas prácticos sólo tiene importancia una parte de este conjunto de parámetros.

6.3.1.1 Amplificador de potencia (elevador o booster)

Sus aplicaciones se describen en la Rec. UIT-T G.663.

6.3.1.2 Preamplificador

Sus aplicaciones se describen en la Rec. UIT-T G.663.

6.3.1.3 Amplificador de línea

Sus aplicaciones se describen en la Rec. UIT-T G.692.

Se pueden utilizar amplificadores de diversas tecnologías: amplificadores de fibra óptica (OFA, *optical fibre amplifier*), amplificadores ópticos de semiconductores (SOA, *semiconductor optical amplifiers*) y amplificadores de fibra de Raman (RFA, *Raman fibre amplifiers*) que utilizan la fibra de transmisión o segmentos adicionales de fibra en el trayecto de transmisión. La especificación de los RFA queda en estudio.

6.3.2 Parámetros de los amplificadores

6.3.2.1 Variación de ganancia multicanal

Este parámetro se define en CEI 61291-4.

6.3.2.2 Inclinación de la ganancia multicanal

Este parámetro se define en CEI 61291-4.

6.3.2.3 Diferencia del cambio de ganancia multicanal

Este parámetro se define en CEI 61291-4.

6.3.2.4 Potencia total recibida

Este parámetro especifica la máxima potencia media de entrada presente en el punto de referencia a la entrada del amplificador.

6.3.2.5 Potencia total inyectada

Este parámetro especifica la máxima potencia media de salida presente en el punto de referencia a la salida del amplificador.

6.4 Trayecto óptico

El trayecto óptico está integrado por todos los elementos de transmisión en serie entre los puntos 'S' y 'R'. En su mayor parte suele ser el cable de fibra óptica, aunque hay otros elementos entre 'S' y 'R' (por ejemplo los conectores, las transconexiones ópticas, etc.) que también forman parte del trayecto óptico y contribuyen a las características del trayecto. Los valores de los parámetros del trayecto óptico enumerados en las Recomendaciones de la interfaz (Recs. UIT-T G.957, G.691, etc.) definen los límites de funcionamiento satisfactorio del enlace. Los trayectos ópticos con

valores exteriores a estos límites pueden tener una calidad de funcionamiento del enlace que sobrepase la tasa de errores en los bits necesaria.

El planteamiento adoptado para determinados valores de los límites de los parámetros del trayecto óptico se ha escogido, en ciertos casos, en base al consenso informado de lo que cabría esperar razonable y prácticamente. En el proceso de determinación de límites se han tenido en cuenta los valores de los parámetros individuales del trayecto óptico, y su forma de combinarse (véase la cláusula 10 en relación con los aspectos del diseño estadístico).

6.4.1 Tipos de fibra y parámetros

Los parámetros relativos a las fibras y cables ópticos se definen en las Recs. UIT-T G.650, G.652, G.653, G.654 y G.655.

Debe observarse que en ciertos sistemas de transmisión de larga distancia y alta velocidad binaria los parámetros especificados para los distintos tipos de fibra pueden no ser suficientemente precisos para garantizar la calidad de funcionamiento adecuada.

6.4.2 Efectos del trayecto óptico

Los aspectos relativos a la transmisión de los sistemas de transmisión de fibra óptica se indican en el apéndice II/G.663, en la que se consideran los siguientes efectos relativos al trayecto:

- Características no lineales de la fibra óptica:
 - dispersión de Brillouin estimulada;
 - mezcla de cuatro ondas;
 - inestabilidad de modulación;
 - automodulación de fase;
 - formación de solitones;
 - modulación de fase cruzada;
 - dispersión de Raman estimulada.
- Propiedades de la polarización:
 - dispersión por modo de polarización;
 - atenuación dependiente de la polarización;
 - quema de huecos por polarización.
- Propiedades de dispersión de la fibra.
- Dispersión cromática.

6.4.3 Parámetros del trayecto óptico

Desde la perspectiva del sistema el trayecto óptico se caracteriza por los siguientes parámetros:

6.4.3.1 Atenuación máxima

La definición de atenuación máxima para sistemas de línea SDH y sus valores, aparece en Recs. UIT-T G.957, G.691 y G.692.

Para las IrDI de OTN la definición de atenuación máxima se encuentra en la Rec. UIT-T G.959.1.

Las citadas Recomendaciones definen aplicaciones en las bandas O, C y L. Debe observarse que en otras bandas podrían aplicarse valores de atenuación distintos. Se sabe que en la banda L el coeficiente de atenuación de ciertas fibras puede incrementarse por la atenuación de macroflexión y/o microflexión tras la instalación del cable. El valor real del incremento de atenuación depende de la estructura del cable, de sus condiciones de instalación y de la fecha de instalación del cable, y

puede determinarse por medición de la atenuación a las longitudes de onda requeridas tras la instalación del cable.

El planteamiento adoptado para la especificación del trayecto óptico en las citadas Recomendaciones consistió en utilizar la hipótesis de 0,275 dB/km para el coeficiente de atenuación de la fibra instalada, incluidos los empalmes y los márgenes de cable, en los sistemas de 1550 nm, y 0,55 dB/km en los sistemas de 1310 nm. Las distancias objetivo obtenidas a partir de estos valores han de utilizarse únicamente a efectos de clasificación, no para especificación.

Se incluyen los siguientes aspectos del trayecto:

- Empalmes.
- Conectores.
- Atenuadores ópticos (en su caso).
- Otros dispositivos ópticos pasivos (en su caso).
- Los eventuales márgenes adicionales de cable para cubrir las tolerancias a:
 - futuras modificaciones de la configuración del cable (empalmes adicionales, incremento de la longitud del cable, etc.);
 - variaciones de la calidad del funcionamiento del cable de fibra debida a factores medioambientales; y
 - degradación de los posibles conectores, atenuadores ópticos u otros dispositivos ópticos pasivos incluidos en el trayecto óptico.

6.4.3.2 Atenuación mínima

La definición y los valores de las atenuaciones mínimas de los sistemas de línea SDH se especifican en las Recs. UIT-T G.957, G.691 y G.692.

Para las IrDI OTN y preOTN la definición de la atenuación mínima se especifica en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.4.3.3 Dispersión

La dispersión cromática máxima y mínima inducida normalmente por la fibra de transmisión óptica, admisible por un sistemas se define para los sistemas SDH y OTN en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.692 y G.959.1. Para sistemas de transmisión de mayor velocidad binaria y distancia superior, pueden aplicarse valores distintos debido entre otras cosas a las especificaciones de la gama de longitudes de onda. Además deben reconsiderarse los valores para otras bandas.

6.4.3.4 Mínima atenuación óptica de retorno

Las definiciones de mínima atenuación óptica de retorno de los trayectos ópticos definidos para sistemas SDH y OTN se indican en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.692 y G.959.1. Los valores para futuros sistemas que utilicen mayores velocidades binarias y transmisión a distancias superiores pueden variar.

6.4.3.5 Máxima reflectancia discreta

La máxima reflectancia discreta de los sistemas SDH y OTN se define en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.692 y G.959.1.

6.4.3.6 Máximo retardo diferencial de grupo

El máximo retardo diferencial de grupo debido a la PMD admisible por los sistemas SDH y OTN se define en las Recs. UIT-T G.691, G.692 y G.959.1. Los sistemas de códigos de línea y velocidades binarias mayores pueden tener especificaciones diferentes.

6.5 Receptores

6.5.1 Tipos de receptores

Los amplificadores pueden utilizarse junto con receptores ópticos. En estos casos el amplificador queda oculto en la caja negra del receptor, amparado por la especificación relacionada. Debe observarse que las penalizaciones colaterales del receptor, por ejemplo la penalización de fluctuación de fase quedan afectadas por la presencia de amplificación óptica.

6.5.2 Parámetros del receptor

Estos parámetros se definen en los puntos de referencia del receptor R y MPI-R definidos en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.692 y G.959.1.

6.5.2.1 Sensibilidad

La sensibilidad de los receptores de los sistemas monocanal SDH de hasta 10 Gbit/s se define en las Recs. UIT-T G.957 y G.691. La sensibilidad de los receptores IrDI SDH y OTN se define en la Rec. UIT-T G.959.1.

La sensibilidad de los receptores se define por su valor al final de la vida útil, en el caso más desfavorable, teniendo en cuenta el envejecimiento y los márgenes de temperatura así como la plantilla del diagrama en ojo correspondiente al caso más desfavorable y las penalizaciones de la tasa de extinción resultantes de las imperfecciones del transmisor, dadas por las especificaciones de éste para la interfaz de que se trate.

No obstante, las penalizaciones relacionadas con los efectos del trayecto se especifican separadamente del valor de la sensibilidad básica.

6.5.2.2 Sobrecarga

El concepto de sobrecarga del receptor y sus valores para sistemas monocanal SDH de hasta 10 Gbit/s se definen en las Recs. UIT-T G.957 y G.691. La sobrecarga y sus valores para receptores IrDI de OTN y SDH de hasta 40 Gbit/s se definen en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.3 Mínima potencia media de entrada del canal

La mínima potencia media de entrada del canal de las IrDI multiplexadas de hasta 10 Gbit/s para receptores multicanal se define en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.4 Máxima potencia media de entrada del canal

La máxima potencia media de entrada del canal de las IrDI multiplexadas de hasta 10 Gbit/s para receptores multicanal se define en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.5 Penalización del trayecto óptico

El concepto y los valores de penalización del trayecto óptico para sistemas monocanal SDH de hasta 10 Gbit/s se definen en las Recs. UIT-T G.957 y G.691. La definición de penalización del trayecto y los valores para receptores IrDI de OTN, tanto monocanal como multicanal, de hasta 10 Gbit/s se definen en la Rec. UIT-T G.959.1. El concepto de penalización del trayecto y sus valores para los receptores IrDI de OTN y SDH monocanal de hasta 40 Gbit/s se define asimismo en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.6 Máxima diferencia de potencia de entrada del canal

Este parámetro indica la diferencia máxima entre canales de una señal multiplexada ópticamente y se define en la Rec. UIT-T G.959.1.

6.5.2.7 Mínima OSNR a la entrada del receptor

Este valor define la mínima relación señal/ruido óptica necesaria para alcanzar un objetivo de BER en un punto de referencia del receptor a un determinado nivel de potencia, en sistemas de OSNR limitada (amplificados en la línea). Debe observarse que éste es un parámetro de diseño.

7 Consideraciones sobre la codificación de línea

Los sistemas actuales definidos en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.692 y G.959.1 se basan en la transmisión sin retorno a cero (NRZ). Los parámetros relacionados (así como la definición del "0" y "1" lógicos se definen en dichas Recomendaciones. Para aplicaciones más críticas pueden resultar interesantes otros códigos de línea.

Los sistemas de código de línea con retorno a cero (RZ) son sensiblemente más tolerantes al retardo diferencial de grupo (DGD, *differential group delay*) inducido por la PMD de primer orden, siendo por consiguiente más apropiados para las transmisiones de señales de alta velocidad a distancias ultralargas. No obstante, tienen el inconveniente potencial de tener menos rendimiento espectral que los NRZ (debido a que es preciso utilizar más ancho de banda).

Se han investigado formatos de codificación de RZ modificados, en los que los pulsos RZ se modulan en fase. Estos formatos presentan ventajas no sólo en cuanto a mejor tolerancia a la PMD sino también en cuanto a mejor tolerancia a la falta de linealidad. Por otra parte, es posible que estos formatos tengan más rendimiento espectral que los formatos de codificación puramente RZ.

Se han publicado otros códigos de línea para velocidades binarias ultraaltas a fin de reducir la anchura de banda del canal y de aumentar la densidad espectral en la fibra de transmisión. En concreto, se han publicado varias versiones de la codificación "duobinaria" o multinivel. La tolerancia a las degradaciones propias del trayecto de transmisión y a los elementos de transmisión y recepción queda en estudio.

La utilización de códigos de línea distintos al NRZ influirá en la relación entre los distintos parámetros definidos para el sistema y se reflejará, por consiguiente, en la utilización de conjuntos de parámetros diferentes de los parámetros actuales y en su interdependencia, en aplicaciones normalizadas.

7.1 Implementación con retorno a cero (RZ)

Existen varios métodos para generar señales ópticas con retorno a cero (RZ), por ejemplo, el de modular directamente un láser semiconductor con una señal de datos RZ, generando un tren de impulsos ópticos primero y modulándolo a continuación con una señal de datos sin retorno a cero (NRZ), o el de tallado de los impulsos (*pulse carving*) de una señal óptica NRZ mediante un modulador Mach-Zehnder (MZM, *Mach-Zehnder modulator*).

Esta última opción se ha utilizado en la práctica debido a su sencillez y a que pueden realizarse varios ciclos de trabajo mediante la adecuada combinación de la tensión de polarización y de la amplitud de modulación del MZM. La entrada óptica NRZ del MZM puede generarse a partir de un diodo láser (LD, *laser diode*) modulado directamente, o de un láser CW con un MZM o bien con un modulador de electroabsorción.

Hay tres ciclos de trabajo de modulación RZ fácilmente realizables, a saber: 1/3, 1/2 y 2/3 (denominados 33%, 50% y 67%, respectivamente, en el texto siguiente). En la figura 7-1 se representan las implementaciones MZM posibles.

Con una tensión de excitación:

$$V_m(t) = V_{bias} + V_{RF}(t) = V_{bias} + V_{RF} \cos(2\pi ft + \phi_m) \quad (7-1)$$

siendo V_{bias} la tensión de polarización en c.c., V_{RF} la amplitud de modulación en RF, f_{mod} la frecuencia de modulación en RF y ϕ_m el desplazamiento de fase; la función de transferencia de potencia óptica de un MZM puede expresarse del siguiente modo:

$$T(t) \propto \cos^2 \left[\frac{\pi V_m(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right] = \cos^2 \left[\frac{\pi V_{bias}}{2V_\pi} + \frac{\pi V_{RF}(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right] \quad (7-2)$$

donde θ es el desplazamiento intrínseco de fase del MZM sin la tensión de excitación y V_π es la tensión de desplazamiento de fase π del MZM. Por definición si $V_{bias} = V_{m\acute{a}x}$, entonces el MZM está polarizado en c.c. a su máxima transmisión óptica; y, si $V_{bias} = V_{m\acute{i}n}$, entonces el MZM está polarizado en c.c. a su mínima transmisión óptica. El MZM puede excitarse asimismo en modo balanceado (en contrafase).

Aquí se representa la codificación NRZ realizada mediante un MZM con un único electrodo de excitación. El tallado de impulsos RZ se obtiene mediante un MZM en contrafase tras el modulador de datos NRZ. La figura 7-1 representa el diagrama de bloques básico para la codificación de los formatos NRZ y RZ.

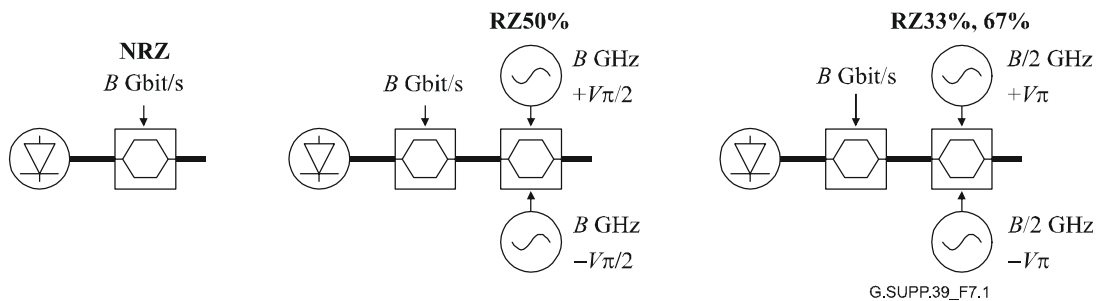


Figura 7-1 – Diagrama de bloques de la codificación en los formatos NRZ y RZ con MZM

En el caso de modulación en contrafase sin fluctuación con un MZM de dos brazos de LiNbO_3 de corte en z, una modulación eléctrica cresta a cresta de $V\pi$ se divide en $+V\pi/2$ y $-V\pi/2$ para obtener el formato RZ-50%, véase por ejemplo la figura 7-1. Alternativamente, la modulación RZ puede realizarse utilizando un MZM de un solo brazo aplicando una modulación cresta a cresta de $V\pi$ al único brazo para obtener el formato RZ-50%.

La generación de tres ciclos de trabajo RZ distintos depende de la frecuencia del modulador RZ, de la tensión de modulación eléctrica cresta a cresta y de la polarización del modulador. Las condiciones de excitación de los formatos RZ con ciclos de trabajo del 50%, 33% y CS-RZ 67% se representan en la figura 7-2:

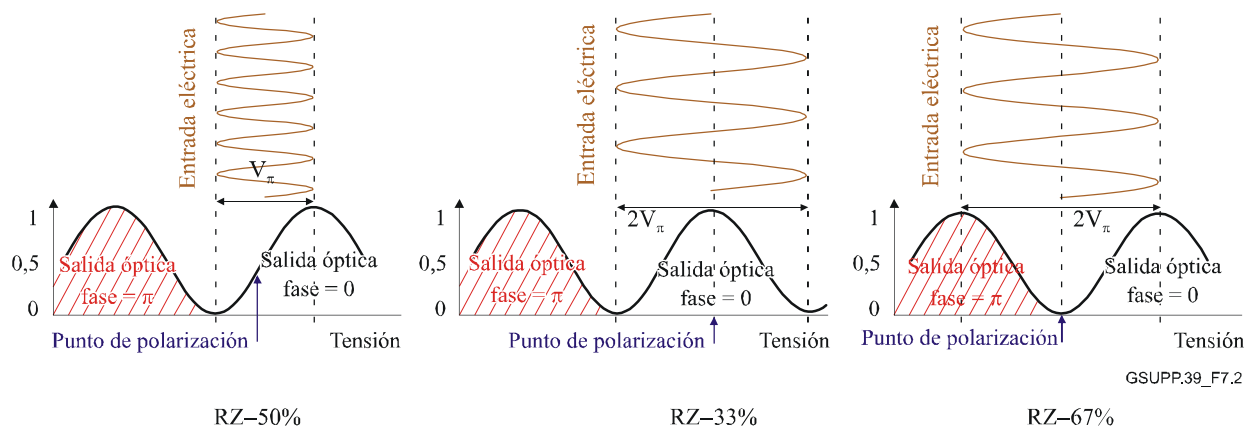


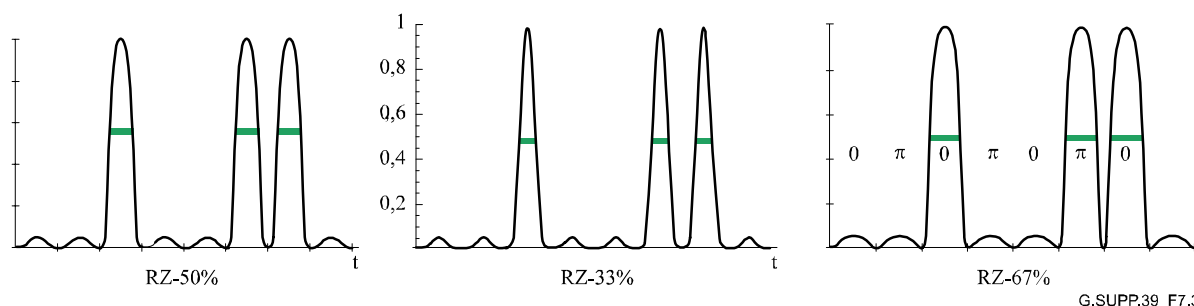
Figura 7-2 – Configuraciones de polarización de los formatos RZ

El cuadro 7-1 resume las figuras esenciales de los tres ciclos de trabajo RZ, f_{mod} es la frecuencia de modulación, V_{mod} la tensión de modulación cresta a cresta ($2V_{RF}$) y V_{bias} describe la condición de polarización: V_{min} y V_{max} son los puntos de polarización en el mínimo de transmisión (con portadora suprimida) y máximo, respectivamente y V_{3dB} es el punto de polarización MZM convencional utilizado también para la modulación de datos NRZ por el modulador NRZ. "Desplazamiento de fase" describe el desplazamiento de fase entre bits e impulsos RZ consecutivos.

Cuadro 7-1 – Cifras modulación de los formatos RZ a 43 Gbit/s

RZ-	33%	50%	67% (CS-RZ)
f_{mod} (GHz)	21,5	43	21,5
V_{mod}	$2V_{\pi}$	V_{π}	$2V_{\pi}$
V_{bias}	V_{max}	V_{3dB}	V_{min}
Desplazamiento de fase	0,0,0	0,0,0	0, π ,0

La figura 7-3 muestra la variación de intensidad de los impulsos RZ tras la modulación de datos NRZ con la secuencia de datos '00100110'. Los tres ciclos de trabajo diferentes se definen mediante las anchuras de impulso (FWHM/T): 50%, 33% y 67% del periodo binario T . Los formatos RZ-50% y RZ-33% no tienen variación de fase, mientras que para CS-RZ-67% los impulsos correlativos tienen una variación de fase de π .



NOTA – La barra indica FWHM y el ciclo de trabajo de los impulsos. π y 0 indican la variación de los impulsos R a CS-RZ-67%.

Figura 7-3 – Impulsos RZ de los tres ciclos de trabajo con datos 00100110

Los espectros ópticos y el diagrama en ojo óptico de los tres formatos RZ se representan en las figuras 7-4 y 7-5, respectivamente. El formato RZ-33% es el que necesita la máxima anchura espectral comparado con RZ-50% y CS-RZ-67%, que muestran un espectro sensiblemente más estrecho, lo que se traduce en un mayor rendimiento espectral comparado con el formato RZ-33%.

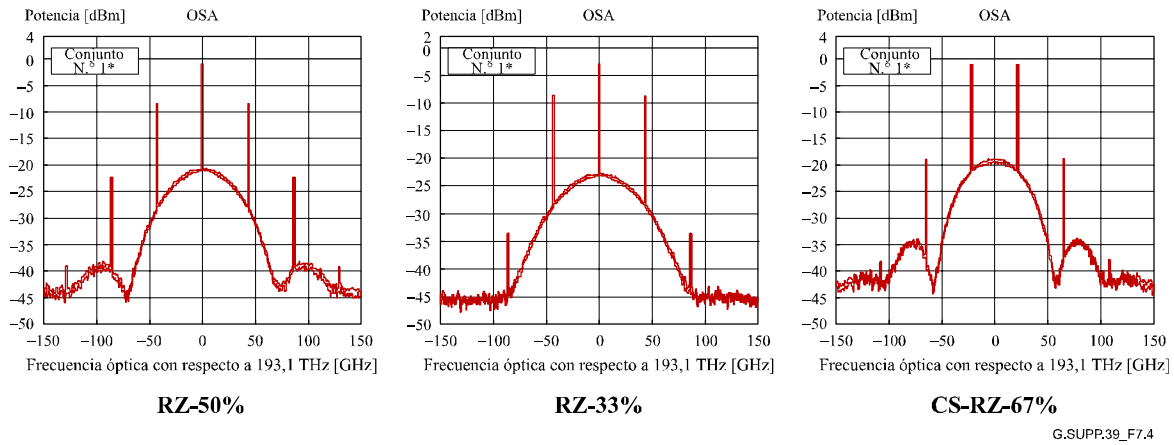
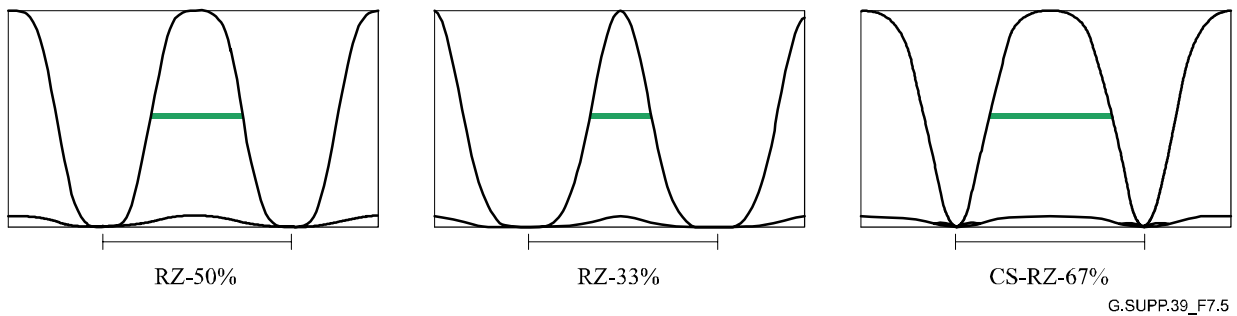


Figura 7-4 – Espectros ópticos de los formatos RZ



NOTA – La barra delgada indica el periodo binario T , mientras que la gruesa indica la anchura del impulso, correspondiente al ciclo de trabajo.

Figura 7-5 – Diagrama óptico en ojo de los formatos RZ

7.1.1 RZ con ciclo de trabajo del 33%

En la figura 7-1, la señal de entrada al MZM es una señal óptica NRZ con una velocidad binaria de $1/T_b$ (T_b es la duración del bit). El MZM está polarizado en c.c. a su máxima transmisión óptica por $V_{bias} = V_{m\acute{a}x}$, y modulado en RF por una señal sinusoidal de frecuencia $f = 1/(2T_b)$ y amplitud V_π ($2V_\pi$ cresta a cresta).

Por consiguiente la amplitud del campo óptico $E_1(t)$ a la salida del MZM guarda la siguiente proporcionalidad:

$$E_1(t) \propto \cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t) \quad (7-3)$$

siendo $e_{NRZ}(t)$ el campo óptico de la señal NRZ de entrada. La potencia óptica de salida del MZM resulta ser pues:

$$P_{out} \propto E_1(t)E_1(t)^* \propto \left[\cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t)\right]^2 \quad (7-4)$$

7.1.2 CS-RZ con ciclo de trabajo del 67%

Otro esquema de modulación es el CS-RZ con un ciclo de trabajo del 67%. Éste es más robusto contra la dispersión cromática de la fibra que la modulación RZ con ciclo de trabajo del 33%.

Para obtener un formato CS-RZ con ciclo de trabajo del 67%, el MZM se polariza a su mínima transmisión óptica mediante $V_{bias} = V_{min}$, y se modula mediante una señal sinusoidal de RF con una frecuencia de $f = 1/(2T_b)$, y un desplazamiento de fase de $\phi_m = \pi/2$; véase la figura 7-1. La amplitud de modulación en RF es V_π ($2V_\pi$ cresta a cresta), lo que corresponde a la tensión de media onda del MZM. La amplitud del campo óptico a la salida del MZM, $E_2(t)$, es proporcional a:

$$E_2(t) \propto \sin\left[\frac{\pi}{2} \sin\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t) \quad (7-5)$$

La potencia de salida del MZM es proporcional a $E_2(t)E_2(t)^*$, o sea:

$$P_{out} \propto E_2(t)E_2(t)^* \propto \left[\sin\left[\frac{\pi}{2} \sin\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t)\right]^2 \quad (7-6)$$

7.1.3 RZ con ciclo de trabajo del 50%

Para obtener un formato RZ con ciclo de trabajo del 50%, el MZM se polariza en c.c. a su transmisión óptica de 3 dB mediante $V_{bias} = V_{3dB}$, y se modula mediante una señal sinusoidal en RF con una frecuencia de $f = 1/(T_b)$, véase la figura 7-1. La amplitud de modulación en RF es $V_\pi/2$ (V_π cresta a cresta). La amplitud del campo óptico a la salida del MZM, $E_3(t)$, es proporcional a:

$$E_3(t) \propto \cos\left[\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos\left(\frac{2\pi t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t) \quad (7-7)$$

La potencia de salida del MZM es proporcional a $E_3(t)E_3(t)^*$, o sea:

$$P_{out} \propto E_3(t)E_3(t)^* \propto \left[\cos\left[\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos\left(\frac{2\pi t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t)\right]^2 \quad (7-8)$$

7.2 Consideraciones sobre la degradación del sistema

7.2.1 Degradaciones inducidas por los atributos de la fibra

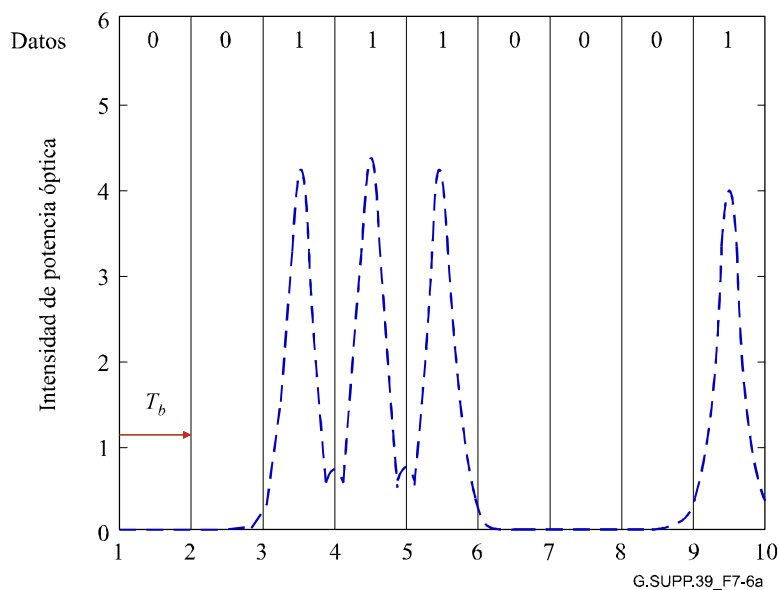
7.2.1.1 Dispersión cromática (CD) y ensanchamiento del impulso

En el caso de transmisión en el espacio libre o de fibra de muy baja dispersión cromática, el formato RZ con un ciclo de trabajo del 33% consigue mejor sensibilidad en el receptor que los formatos RZ de mayor ciclo de trabajo o que el formato NRZ [6]. No obstante, tras la propagación por la fibra óptica, el solapamiento de los impulsos adyacentes produce impulsos fantasma [7], ya que todos los '1' lógicos tienen la misma fase óptica.

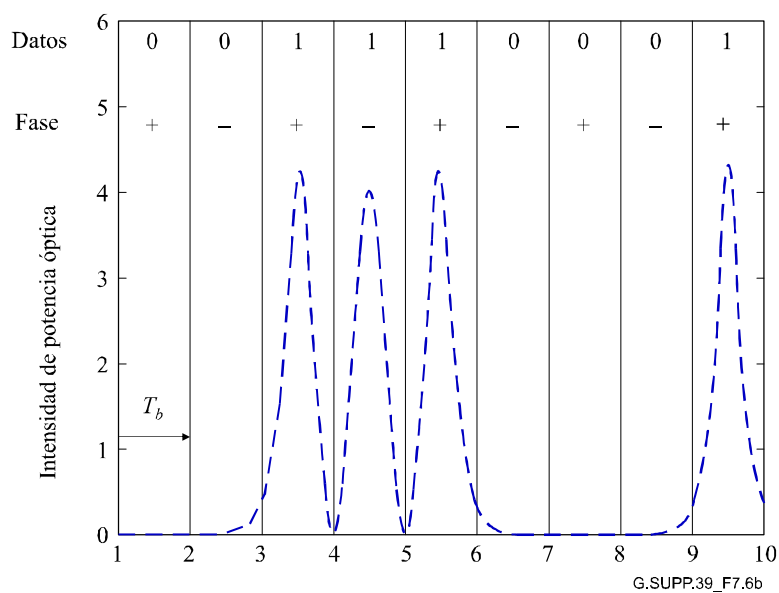
En el caso CS-RZ, los impulsos adyacentes tienen fases opuestas. Los campos ópticos de dos bits '1' lógicos adyacentes se suman destructivamente. No se genera ningún impulso fantasma entre dos '1' lógicos. Además, debido a que el espectro es más estrecho, el ensanchamiento del impulso provocado por la CD es menor que con el formato RZ convencional. Por consiguiente, CS-RZ es un formato de modulación muy robusto para enlaces de fibra óptica cuya dispersión cromática residual sea significativa.

Las figuras 7-6 a y b muestran las formas de los impulsos de dos formatos de modulación RZ con una velocidad binaria de 40 Gbit/s y una dispersión cromática acumulada $D = 20$ ps/nm. Para evaluar la penalización de dispersión cromática, el modelo del sistema se simplificó despreciando

los efectos de la PMD y la falta de linealidad de la fibra, es decir suponiendo que la degradación de la CD se aísla de las degradaciones de la PMD y de la falta de linealidad de la fibra. El modelo puso de manifiesto que, al propagarse los impulsos por la fibra, se generaban impulsos fantasma entre dos '1' adyacentes para RZ 33% en la figura 7-6 a mientras que no se observan impulsos fantasma en el caso CS-RZ; véase la figura 7-6 b.



a) 33%-RZ



b) 67%-CS-RZ

Figura 7-6 – Forma del impulso de 40 Gbit/s tras la dispersión acumulada de 20 ps/nm

7.2.1.2 Dispersión por modo de polarización (PMD)

La dispersión por modo de polarización (PMD, *polarization mode dispersion*) en las fibras de transmisión degrada la calidad de la transmisión por distorsión de la forma de onda, especialmente en los sistemas de transmisión a 40 Gbit/s. Por consiguiente, la tolerancia a la PMD es uno de los parámetros clave que hay que especificar en las aplicaciones de 40 Gbit/s. La PMD de primer orden es el retardo diferencial de grupo (DGD, *differential group delay*). (La Rec. UIT-T G.671 contiene

una definición explícita del DGD.) La tolerancia de los sistemas de 40 Gbit/s contra el DGD determinista depende estrechamente de la anchura de banda eléctrica del receptor.

Las figuras 7-7 y 7-8 muestran los mapas de contorno de penalización de potencia para la codificación de línea RZ con ciclos de trabajo del 33% y del 50%, en función de la anchura de banda del receptor y el DGD obtenido por simulación numérica. Se determinó que la tolerancia al DGD dependía tanto del DGD como de la anchura de banda del receptor [8]. En el intervalo de anchura de banda del receptor convencional mostrado en la figura, la tolerancia a la PMD presentó cierta desviación. Por ejemplo, el DGD máximo admisible fue de 11,5 ps (para una penalización de 1 dB) sobre un intervalo de anchura de banda del receptor muy estrecho centrado en 0,8 con RZ 33%. Por contra, en un intervalo de anchura de banda del receptor convencional, es inevitable una penalización de más de 1 dB.

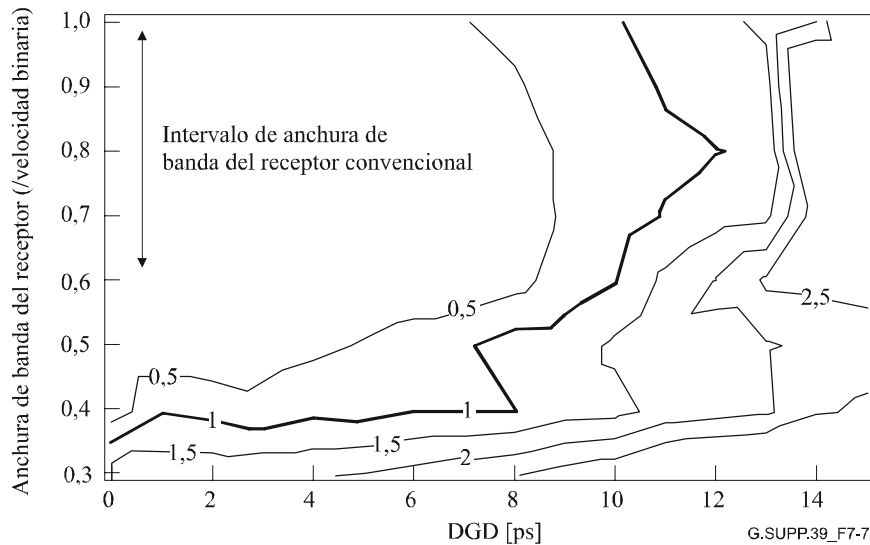


Figura 7-7 – Mapa de contorno de la tolerancia al DGD (RZ-33%)

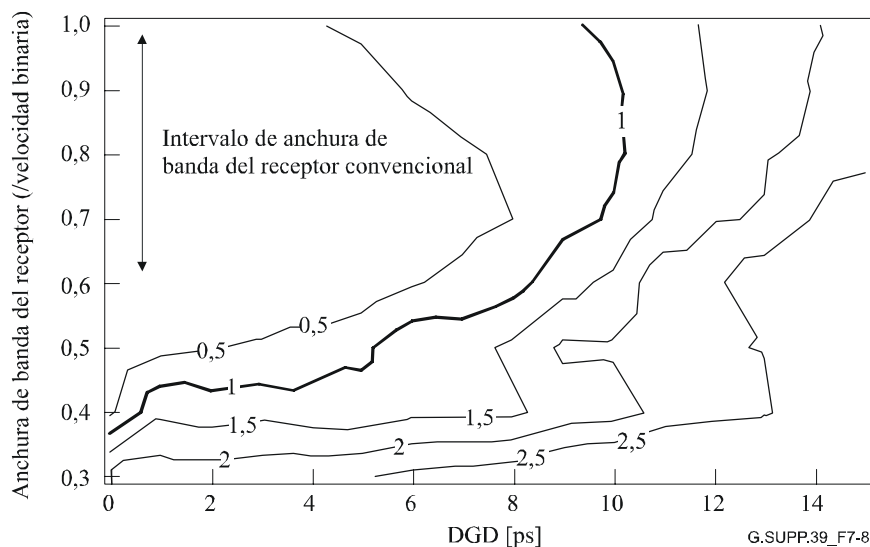


Figura 7-8 – Mapa de contorno de la tolerancia del DGD (RZ-50%)

Esta penalización de potencia mostró una estrecha dependencia de la anchura de banda del receptor. Por consiguiente se requiere un estudio cuidadoso de la anchura de banda del receptor para diseñar sistemas RZ de 40 Gbit/s con suficiente tolerancia al DGD.

Para las interfaces de la clase de 40 Gbit/s se ha propuesto la utilización de la codificación de línea NRZ y RZ para los códigos de aplicación monocanal. Se ha propuesto que el código RZ utilice un ciclo de trabajo del 33%. Este código será, por su propia naturaleza, algo más tolerante a la PMD que el código CS-RZ con ciclo de trabajo del 66% (que es otra alternativa). Se han llevado a cabo mediciones para verificar la validez de los valores de tolerancia al DGD propuestos.

En este experimento se ha utilizado un emulador de PMD para generar la PMD de primer orden. En la figura 7-9 se representa la penalización de OSNR en función del DGD.

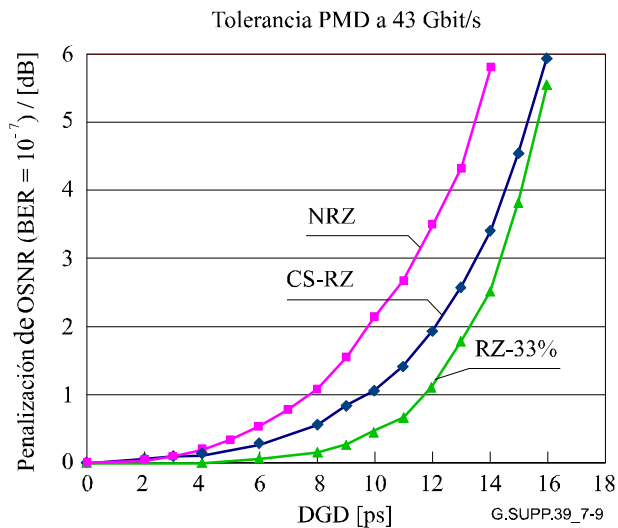


Figura 7-9 – Penalización de OSNR en función del DGD para distintos códigos de línea

El DGD para generar una penalización de 1 dB es independiente de la BER de la OSNR subyacente hasta bajos niveles de tasas de errores, en este experimento. Dado que el receptor se optimizó para CS-RZ, debe poderse alcanzar la tolerancia al DGD que cabe esperar para los otros códigos de línea de 7,5 ps para una penalización de 1 dB en NRZ y de 11,5 ps para una penalización de 1 dB en RZ-33%. No obstante, puede observarse que RZ-66% (el otro punto de excitación en una implementación con modulador MZ) no soporta 11,5 ps para una penalización máxima de 1 dB a 43 Gbit/s (velocidad G.709/Y.1331) de modo que se utiliza RZ-33% para dicha aplicación.

8 Topología de la red óptica

Las Recs. UIT-T G.692 y G.959.1 se refieren actualmente a los sistemas de transmisión punto a punto, quedando los esquemas más complejos (por ejemplo, los que afectan a la adición/supresión óptica) pendientes de estudio. Esta cláusula trata tanto de las topologías punto a punto como de aquellas que contienen adición/supresión óptica.

8.1 Estructuras topológicas

Se distinguen dos tipos de red de acuerdo con las propiedades de los elementos ópticos de red (ONE, *optical network element*) que atraviesa la señal, en primer lugar las redes con regeneración 1R y en segundo lugar aquellas en las que ciertos ONE en línea proporcionan regeneración 2R y/o 3R. En este último caso no se descarta que todos los ONE en línea, o parte de ellos, puedan tener también regeneración 1R.

De acuerdo con el anexo A/G.872, la regeneración 1R comprende la amplificación óptica y la compensación de la dispersión, es decir, los mecanismos analógicos sin procesamiento de bits se capturan por regeneración 1R. Por otra parte, las regeneraciones 2R y 3R utilizan procesos digitales, (por ejemplo, reconformación digital y regeneración digital de impulsos).

Se definen distintas clases topológicas, entre ellas los enlaces punto a punto, las estructuras en bus, y las redes en anillo y malladas. Cada clase se introduce mediante un planteamiento genérico. Así pues, ni se suponen ni se descartan esquemas de implementación concretos. Además, este planteamiento permite reducir al mínimo el número de clases topológicas, de modo que una gran diversidad de esquemas de implementación diferentes se organiza en un número reducido de grupos. La falta de una representación genérica conduciría a un número enorme de diagramas para cada modificación topológica individual de menor importancia.

Por último, la descripción genérica se ilustra mediante un pequeño número de ejemplos típicos, a los efectos de clarificación.

8.1.1 Redes con regeneración 1R

Entre las redes con regeneración 1R se encuentran los enlaces punto a punto, las estructuras en bus, y las redes en anillo y malladas.

8.1.1.1 Enlaces punto a punto

En la figura 8-1 se muestra la representación genérica de un enlace punto a punto (PTP, *point-to-point*). La luz de n canales WDM se transporta por una fibra de salida de un equipo transmisión multicanal (M-Tx). Esta señal óptica atraviesa las secciones de transmisión, en las que se alternan tramos de fibra y regeneradores 1R, antes de entrar en un equipo receptor multicanal (M-Rx). Los cuadrados y triángulos de doble trazo de la figura 8-1 indican la posibilidad de distintos esquemas de realización (con respecto a la implementación y topología detallada del **contenido** de las cajas de doble trazo).

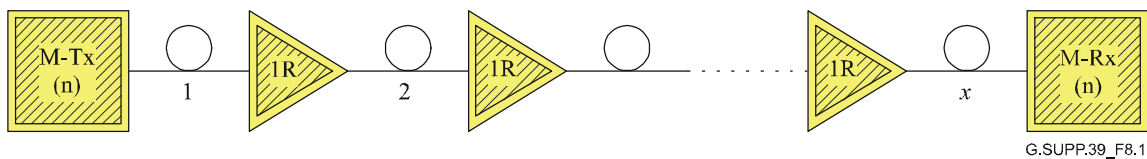


Figura 8-1 – Representación genérica de un enlace punto a punto con regeneradores 1R

La figura 8-2 muestra un esquema típico de realización de un equipo transmisor multicanal con n canales WDM funcionando a las longitudes de ondas centrales $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$. En la figura 8-3 se presentan ejemplos de regeneradores 1R incluido un amplificador óptico (OA), a la izquierda, y un amplificador de línea con compensador de dispersión pasivo (PDC) integrada, a la derecha. Debe observarse que también son posibles muchos otros esquemas de realización de regeneradores 1R con capacidades PDC.

En la figura 8-4 se muestra un ejemplo de un enlace ptp WDM típico. Éste es sencillamente **un esquema particular** de realización ptp WDM.

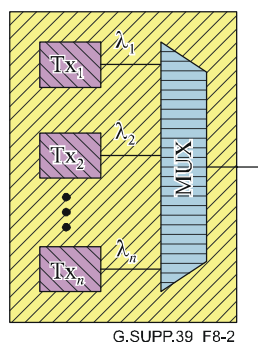


Figura 8-2 – Ejemplo de esquema de realización de transmisor multicanal

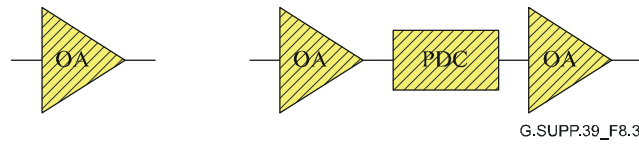


Figura 8-3 – Ejemplos de esquemas de realización del regenerador 1R

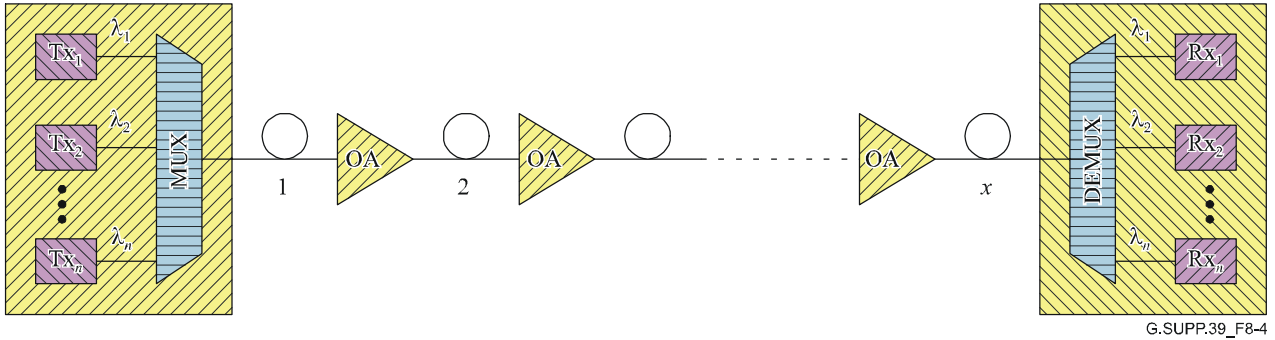


Figura 8-4 – Ejemplo de enlace punto a punto WDM

8.1.1.2 Estructuras en bus

La figura 8-5 muestra la representación genérica de una estructura en bus. Varios (n) canales WDM emitidos por el M-Tx llegan al primer elemento óptico de red (ONE) ONE_1 . Un subconjunto (n_1) de canales WDM se suprime y añade en ONE_1 y se detectan en un equipo receptor y transmisor (representando por "Rx (n_1)" y "Tx (n_1)") para dichos n_1 canales. El mismo procedimiento se utiliza en los elementos de red óptica subsiguientes $ONE_2 \dots ONE_k$, donde k representa el número total de ONE ($k \geq 1$). El número de canales suprimidos y añadidos puede variar entre:

$$0 \leq n_j \leq n, \quad (1 \leq j \leq k)$$

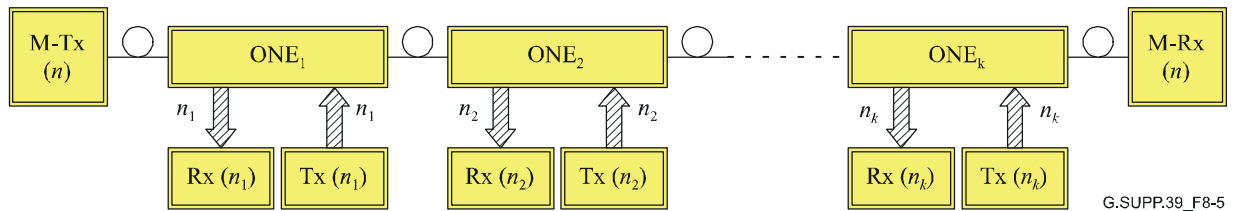


Figura 8-5 – Representación genérica de una estructura en bus

En el caso de que $n_j = n$ todos los canales WDM se suprimen y añaden. Si se cumple que $n_j = 0$ no se añade ni suprime ningún canal, es decir ONE_j es simplemente un regenerador 1R en este caso. Así pues este planteamiento genérico contempla también un esquema topológico híbrido que incorpore una secuencia de amplificadores ópticos y de multiplexores ópticos de adición/supresión (OADM).

Las flechas sombreadas en los puertos afluentes de cada elemento de red óptica ONE_j ($j = 1 \dots k$) indican la posibilidad de utilizar hasta n_j fibras.

A continuación se muestran algunos esquemas concretos de realización de estructuras en bus. La figura 8-6 representa un bus con dos OADM y una fibra para cada canal WDM añadido y suprimido en los puertos afluentes. La figura 8-7 es un ejemplo de estructura en bus con una cadena de OA más sólo un OADM adicional añadiendo y suprimiendo varios (n^*) canales WDM. A diferencia de

la figura 8-6, aquí sólo se utiliza una fibra (que transporta la luz de los n^* canales WDM) en los puertos afluentes de este OADM particular.

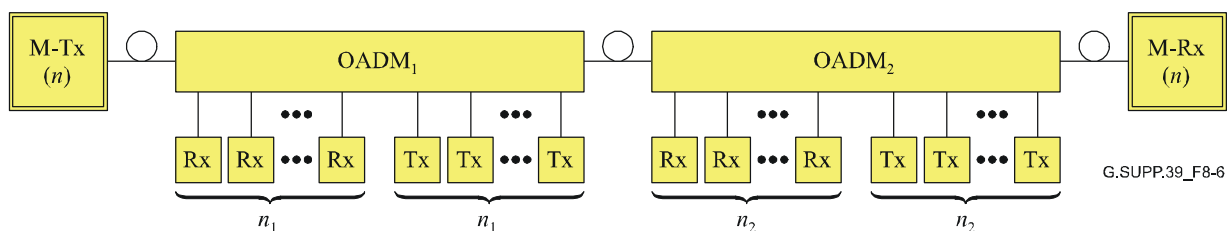


Figura 8-6 – Ejemplo de estructura en bus con dos OADM y una fibra para cada canal WDM añadido/suprimido

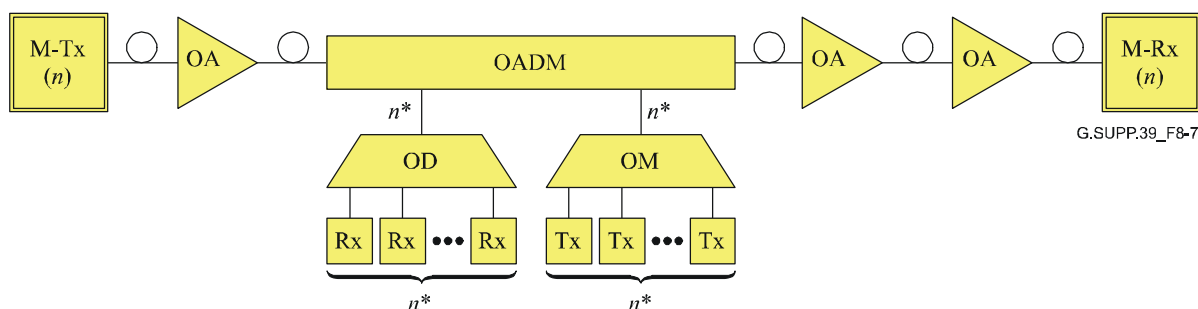


Figura 8-7 – Ejemplo de estructura en bus con amplificadores ópticos y un OADM

9 Diseño del sistema "en el caso más desfavorable"

Cuando se diseñan "en el caso más desfavorable", los sistemas ópticos de las redes cliente (PDH, SDH, OTN) se especifican mediante parámetros ópticos y eléctricos con valores máximos y mínimos correspondientes al final de su vida útil (Recs. UIT-T G.955, G.957, G.691, G.692 y G.959.1).

9.1 Concatenación de los balances de potencia

Los balances de potencia de los sistemas ópticos monocanal (TDM en las Recs. UIT-T G.957 y G.691) y multicanal (WDM en la Rec. UIT-T G.959.1) se han definido con los siguientes parámetros ópticos de acuerdo con un planteamiento correspondiente al "caso más desfavorable":

- máxima potencia media de salida (canal);
- mínima potencia media de salida (canal);
- máxima potencia media total de salida (para aplicaciones multicanal);
- atenuación máxima;
- atenuación mínima;
- máxima dispersión cromática;
- mínima dispersión cromática;
- máximo retardo diferencial de grupo (DGD);
- máxima potencia media de entrada (canal);
- máxima potencia media de entrada total (para aplicaciones multicanal);
- sensibilidad mínima del receptor (o sensibilidad mínima equivalente);
- máxima penalización del trayecto óptico.

9.1.1 Sensibilidad mínima del receptor

La sensibilidad del receptor se define (en el caso más desfavorable y al final de su vida útil) como el mínimo valor admisible de la potencia media óptica recibida en el punto MPI-R para lograr una BER de 1×10^{-12} . La tasa de extinción del transmisor en el caso más desfavorable, la atenuación óptica de retorno en el punto MPI-S, la degradación de los conectores del receptor, la tolerancia de las mediciones y los efectos del envejecimiento definen las condiciones más desfavorables.

Los sistemas ópticos cuya longitud de transmisión quedaría limitada, en otro caso, por la atenuación de la fibra óptica pueden funcionar utilizando amplificadores ópticos (elevadores, de línea y/o preamplificadores) (Recs. UIT-T G.661, G.662 y G.663).

9.1.2 Máxima penalización del trayecto óptico

Las penalizaciones de potencia asociadas al trayecto óptico (como la dispersión cromática de la fibra o la dispersión por modo de polarización, la fluctuación de fase y las reflexiones) están comprendidas en la máxima penalización del trayecto óptico, aunque no en la sensibilidad mínima del receptor. Obsérvese, no obstante, que la mínima potencia óptica media en el receptor debe ser mayor que la sensibilidad mínima del receptor en una cantidad igual al valor de la penalización del trayecto óptico.

Los sistemas ópticos cuya longitud de transmisión, de no ser por lo anterior, estuviera limitada únicamente por la dispersión cromática de la fibra, necesitan ciertos procesos de acomodación de dispersión (DA, *dispersion accommodation*) (Rec. UIT-T G.691) para superar la limitación de la longitud de la fibra, como se indica en 9.2.1.

9.2 Dispersión cromática

9.2.1 Dispersión cromática – Planteamiento analítico

La dispersión cromática de una fibra monomodo resulta de la combinación de la dispersión material y de la dispersión del guíaondas, y contribuye a la distorsión y al ensanchamiento de los impulsos de una señal digital. Desde el punto de vista del transmisor, esto se debe a dos motivos.

El primero de ellos es la existencia de distintas longitudes de onda en el espectro óptico de la fuente. Cada longitud de onda tiene un retardo de grupo y un retardo de fase diferentes en la fibra, de modo que el impulso de salida queda distorsionado en el tiempo. (Esto se considera en la Rec. UIT-T G.957.)

El segundo es la modulación de la fuente, que a su vez produce dos efectos:

Uno de ellos es el contenido de frecuencia de Fourier de la señal modulada. Al aumentar la velocidad binaria, lo hace también la anchura de la frecuencia de modulación de la señal, pudiendo llegar a ser comparable e incluso sobrepasar la anchura de frecuencia óptica de la fuente. (En la Rec. UIT-T G.663 se menciona una fórmula para una fuente con anchura de frecuencia cero.)

Otro efecto es el de la fluctuación, que se presenta cuando el espectro de longitud de onda de la fuente varía durante el impulso. Por convenio, existe fluctuación positiva en el transmisor cuando durante la subida/bajada del impulso el espectro se desplaza hacia longitudes de onda más cortas/largas, respectivamente. Para un coeficiente de dispersión de la fibra positivo, las longitudes de onda más largas se retrasan con respecto a las más cortas. Por consiguiente, si el signo del producto de la fluctuación por la dispersión es positivo, ambos procesos se combinan para producir una expansión del impulso. Si el producto es negativo, se puede producir una compresión del impulso durante un tramo inicial de la fibra hasta que el impulso alcance una amplitud mínima expandiéndose a continuación de nuevo al aumentar la dispersión.

9.2.1.1 Limitaciones de la velocidad binaria debidas a la dispersión cromática

En esta cláusula se generaliza el "modelo epsilon" de la Rec. UIT-T G.957 para considerar los efectos de dispersión de la anchura tanto del espectro de la fuente como de la modulación del transmisor, aunque sólo en el caso de que la fluctuación y cualquier modo lateral sean comparativamente despreciables. En muchos casos prácticos puede predominar la fluctuación, y los límites teóricos de dispersión indicados en este apartado serán mayores o menores que los experimentales.

Esta teoría se expone en el apéndice I. Se supone asimismo que la teoría de la anchura rms de las formas gaussianas para los espectros fuente y de modulación puede aplicarse a las formas generales, y que la dispersión de segundo orden es pequeña comparada con la de primer orden. Como en la Rec. UIT-T G.957, se considera que el ensanchamiento admisible del impulso como fracción del periodo binario ha de limitarse a un valor máximo denominado valor "epsilon" (valor ϵ) que se determina, a continuación, por la penalización de potencia admisible.

Fórmulas de la dispersión

Estas fórmulas se obtienen de la cláusula I.7, en donde se presentan en forma general antes de la conversión a unidades numéricas concretas como las utilizadas a continuación. El ciclo de trabajo es f ; para RZ $f < 1$, para NRZ $f = 1$. Para una velocidad binaria B en Gbit/s en una fibra de longitud L km con un coeficiente de dispersión D ps/km·nm a la longitud de onda media de la fuente λ μ m (no nm), la máxima dispersión cromática permitida del enlace en ps/nm es la siguiente:

$$DL = \frac{1819,650\epsilon}{\lambda^2 B \left[\left(\frac{1,932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0,5}} \quad (9-1)$$

Siendo Γ_v en GHz la anchura de -20 dB del espectro de la fuente en frecuencia óptica que corresponde una anchura de -20 dB del espectro en longitud de onda Γ_λ nm dado por:

$$\Gamma_\lambda \approx \frac{\lambda^2}{299,792} \Gamma_v \quad (9-2)$$

Comparando el término izquierdo resultante con la ecuación 9-1 se observa que la anchura espectral 'efectiva' de 20 dB de la fuente modulada es $\left[\left(\frac{1,932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0,5}$, o sea combinación de los espectros de frecuencias óptico y de modulación.

Para el caso límite de espectro ancho/baja velocidad binaria, las ecuaciones 9-1 y 9-2 dan:

$$DLB\lambda^2\Gamma_v \approx 1819,650\epsilon \quad \text{o} \quad DLB\Gamma_\lambda \approx 6,0697\epsilon \quad (9-3)$$

Estas aproximaciones tienen una precisión del 1% de la ecuación 9-1 siempre que $\Gamma_v > \frac{14B}{f}$.

El equivalente del término derecho resultante de la ecuación 9-3 se utilizó en la Rec. UIT-T G.957 (para una penalización de 1 dB y BER = 10^{-10}) para obtener los requisitos de la fuente para distancias objetivo en los cuadros adjuntos.

Para el límite opuesto de espectro estrecho/alta velocidad binaria, se tiene:

$$DLB^2\lambda^2 \approx 941,826\epsilon f \quad (9-4)$$

Esta aproximación tiene una precisión del 1% de la ecuación 9-1 siempre que $\Gamma_v > \frac{B}{4f}$, definiendo una fuente de "raya espectral estrecha". Para una penalización de 1 dB y NRZ, la ecuación 9-4 da:

$$D L B^2 \lambda^2 \approx 282,548 \quad (9-5)$$

El resultado mencionado en la Rec. UIT-T G.663 se aproxima a éste para 1550 nm.

NOTA – El número de cifras significativas en las fórmulas y resultados anteriores, es consecuencia de los cálculos aritméticos. Esto no implica que las fórmulas y resultados tengan el grado de precisión representado.

Razón del intervalo de tiempo a la penalización de potencia

En la Rec. UIT-T G.957, la ecuación que relaciona el ensanchamiento fraccional del impulso con la penalización de potencia P_{ISI} (en dB) para impulsos NRZ y láseres SLM era [26]:

$$P_{ISI} = 5 \log_{10} (1 + 2\pi\epsilon^2) \text{ o } \epsilon = \left(\frac{10^{\frac{P_{ISI}}{5}} - 1}{2\pi} \right)^{0,5} \quad (9-6)$$

Este resultado es independiente de la BER, cuyo valor es 10^{-10} en la Rec. UIT-T G.957. En realidad el incremento de penalización es muy pequeño si se pasa a 10^{-12} , por lo que probablemente disminuirá ϵ en un pequeño porcentaje para un nivel específico de penalización en dB.

El cuadro 9-1, a continuación, indica los valores correspondientes a varias penalizaciones de potencia de interés, incorporando un redondeo por defecto de 1½ a 2%, aproximadamente.

Cuadro 9-1 – Penalización de potencia para varios valores epsilon

Penalización de potencia (dB)	Valor epsilon
0,5	0,203 ≈ 0,2
1	0,305 ≈ 0,3
2	0,491 ≈ 0,48

Para láseres MLM la penalización de potencia para el ruido de partición de modo (MPN, *mode partition noise*) se modeló como [26]:

$$P_{MPN} = 2 \left(-5 \log_{10} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[kQ \left(1 - e^{-\pi^2 \epsilon^2} \right) \right]^2 \right\} \right) \quad (9-7)$$

siendo k el factor MPN y el factor Q la relación efectiva señal/ruido para una BER determinada. A una BER de 10^{-12} le corresponde $Q \approx 7,03$. La penalización total de potencia es la suma de P_{ISI} y de P_{MPN} .

En la ecuación 9-7 se ha incluido un factor 2 adicional con respecto a la ecuación de [26] porque se ha comprobado que la ecuación de [26] subestimaba a la mitad la penalidad por ruido de partición modal.

Al decidir el valor de ϵ que corresponde a los láseres MLM en la Rec. UIT-T G.957, se admitió una penalización total de potencia de 1 dB, con $Q = 6,36$, correspondiente a una BER de 10^{-10} y a un valor de $k = 0,7$ para el factor MPN. El valor máximo de $\epsilon = 0,115$ en la Rec. UIT-T G.957 es ligeramente inferior al que sería coherente con la ecuación 9-7, esto se debe a que los criterios de diseño determinaron la adopción de un valor más conservador.

Para una BER de 10^{-12} se utiliza un valor de epsilon de 0,109, que se obtiene de la ecuación 9-7 con $Q = 7,03$ y $k = 0,76$.

En los ejemplos se consideran únicamente las SLM en los que MPN es cero.

Ejemplos

Las velocidades binarias STM aquí utilizadas para NRZ 10G son: 9,95328 Gbit/s, y para NRZ 40G: 39,81312 Gbit/s como en la Rec. UIT-T G.707/Y.1322. Del cuadro 9-1 se toma $\epsilon = 0,3$ y $0,48$ para una penalización de potencia de 1 y 2 dB, respectivamente.

Ejemplo 1: Considérese la máxima dispersión cromática admisible a varias velocidades binarias NRZ sin fluctuación, con fuentes de anchura no nula (con modos laterales y fluctuación despreciables) para una penalización de 1 dB. En estas condiciones, para 1550 nm la ecuación 9-1 se representa en la figura 9-1. (De acuerdo con la ecuación 9-2 a esta longitud de onda, una dispersión en frecuencia de 100 GHz corresponde a una dispersión de longitud de onda de 0,8 nm aproximadamente.) Éstos son los valores de dispersión necesarios, independientemente del tipo de fibra.

Obsérvese que conforme aumenta la anchura espectral de la fuente, disminuye la máxima dispersión cromática admisible. Esto resulta menos acusado a velocidades binarias superiores, en las que el espectro de modulación constituye una fracción mayor de la anchura total del espectro.

La longitud limitada por la dispersión se obtiene dividiendo la dispersión cromática por el coeficiente de dispersión cromática de la fibra. Para el ejemplo de una fibra G.652 con $D(1550) = 17$ ps/nm.km, resulta una gráfica semejante a la de la figura 9-1 con la escala del eje vertical dividida por 17 para representar la longitud en km.

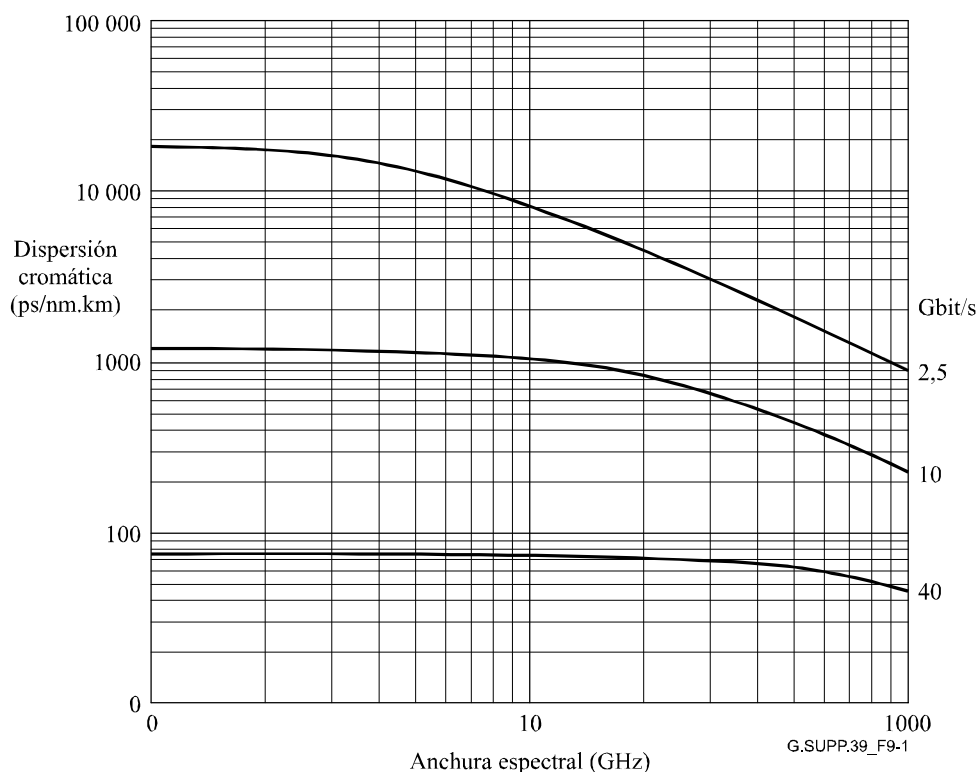


Figura 9-1 – Máxima dispersión cromática admisible en función de la anchura espectral de la fuente a 1550 nm para varias velocidades binarias NRZ sin fluctuación con una penalización de potencia de 1 dB

Ejemplo 2: Considérese el caso límite del ejemplo 1, de un transmisor con alta velocidad binaria y pequeña anchura espectral (valores en ordenadas de los gráficos anteriores). La dispersión cromática admisible viene dada por la ecuación 9-4 como:

$$DL \approx \frac{117,606 \text{ ó } 188,169}{B^2} \quad (9-8)$$

para una penalización de 1 ó 2 dB, respectivamente. El cuadro 9-2 muestra los valores correspondientes. (Los números de la columna 1 dB corresponden a las ordenadas en el origen de la figura 9-1.)

Cuadro 9-2 – Máxima dispersión cromática teórica admisible para una fuente de raya espectral estrecha sin fluctuación a 1550 nm para varias velocidades binarias NRZ sin fluctuación y diversas penalizaciones de potencia

Velocidad binaria NRZ sin fluctuación [Gbit/s]	Máxima dispersión cromática [ps/nm]	
	Penalización de 1 dB	Penalización de 2 dB
2,5	18,820	30,110
10	1,175	1,880
40	73,5	118

Ejemplo 3: Considérese la fuente de raya espectral estrecha en el intervalo superior de la banda C a 1565 nm, con una penalización de 1 dB. La ecuación 9-5 da la longitud limitada por la dispersión como:

$$L = \frac{115,362}{B^2 D} \quad (9-9)$$

El cuadro 9-3 muestra algunos ejemplos.

Cuadro 9-3 – Límites teóricos de longitud correspondientes a una fuente de raya espectral estrecha sin fluctuación a 1565 nm con tres tipos de fibra y dos velocidades binarias NRZ sin fluctuación para una penalización de 1 dB

Tipo de fibra		G.652	G.653	G.655
Coeficiente de dispersión a 1565 nm en ps/(nm·km)		19	3,5	10
Longitud limitada por dispersión en km	NRZ 10G	61	333	116
	NRZ 40G	3,8	20,8	7,3

Recuérdese que los códigos de aplicación del sistema son: I intracentral (≤ 25 km), S corta distancia (≤ 40 km), L larga distancia (≤ 80 km) y V muy larga distancia (≤ 120 km). Para los ejemplos de 1565 nm del cuadro 9-3:

- Los sistemas NRZ 10G con fibra G.653 para aplicaciones I, S, L y V o fibra G.655 para aplicaciones I, S y L no suelen requerir acomodación de la dispersión cromática.
- Los sistemas NRZ 10G con fibra G.652 para aplicaciones L y V requieren acomodación de la dispersión cromática.

- Los sistemas NRZ 40G requieren acomodación de la dispersión para todos los tipos de fibra y para las aplicaciones I, S, L y V. Para la fibra G.652 la limitación de longitud NRZ 40G comienza a los pocos km.

Las técnicas activas y/o pasivas de acomodación de la dispersión se indican en la Rec. UIT-T G.691, y en 9.2.1.2 y 9.2.1.3 a continuación, y pueden utilizarse para superar la limitación de longitud de la fibra debida a la dispersión cromática.

Ejemplo 4: Como último ejemplo, considérese la ecuación 9-4 aplicada a varios formatos a 40 Gbit/s.

Cuadro 9-4 – Máxima dispersión cromática teórica admisible para una fuente de raya espectral estrecha sin fluctuación a 1550 nm para varios formatos sin fluctuación a 40 Gbit/s y una penalización de potencia de 2 dB

Formato (sin fluctuación)	Máxima dispersión cromática [ps/nm]
NRZ	118
RZ($\frac{2}{3}$)	78
RZ($\frac{1}{2}$)	59
RZ($\frac{1}{3}$)	39
NOTA – El valor indicado anteriormente para RZ($\frac{2}{3}$) corresponde a la modulación RZ convencional y no a la RZ de portadora suprimida.	

9.2.1.2 Penalización de potencia debida a la dispersión cromática

La Rec. UIT-T G.959.1 admite una penalización máxima del trayecto de 1 dB en los sistemas de baja dispersión y de 2 dB en los de alta dispersión. Las penalizaciones del trayecto no son proporcionales a la distancia objetivo para evitar que los sistemas funcionen con grandes penalizaciones.

En el futuro, pueden introducirse sistemas que empleen técnicas DA basadas en predistorsión (por ejemplo, prefluctuación) de la señal óptica en el transmisor. En este caso, la penalización del trayecto en el sentido anterior puede definirse exclusivamente entre puntos con señales no distorsionadas. Estos puntos, no obstante, no coinciden con las principales interfaces del trayecto, y por ello podrían incluso no ser accesibles. La definición de penalización del trayecto para este uso queda en estudio.

9.2.1.3 Acomodación de la dispersión cromática

Las siguientes técnicas activas de acomodación de la dispersión se describen en la Rec. UIT-T G.691:

- Se aplica una prefluctuación en el transmisor óptico para obtener compresión de impulsos y conseguir incrementar la distancia de transmisión.
- La automodulación de fase (SPM, *self-phase modulation*) utiliza el efecto Kerr no lineal en la fibra G.652 para obtener la compresión de impulsos y una distancia de transmisión mayor, pero necesita una potencia de señal óptica superior al umbral de no linealidad.
- La transmisión soportada por dispersión (DST, *dispersion-supported transmission*) utiliza modulación óptica FSK/ASK (o FSK puramente óptica) y utiliza la fibra de transmisión dispersiva para convertir las partes de la señal FSK en el transmisor en una señal ASK en el receptor. La modulación FSK óptica interacciona con la dispersión cromática de la fibra con arreglo a una función de transferencia similar a la de paso alto. Utilizando un filtro paso bajo (filtro DST) en el dominio eléctrico del receptor, puede ecualizarse la señal de respuesta.

Debido a que todas las técnicas DA activas son técnicas adicionales en el transmisor E/O y en el receptor O/E (como lo es la ecualización en el dominio eléctrico), se ha introducido este proceso en la Rec. UIT-T G.798 como proceso de acomodación de la dispersión del canal (DAc).

La técnica de acomodación pasiva de la dispersión cromática (DA), definida en la Rec. UIT-T G.691, puede utilizarse en los sistemas de transmisión de alta velocidad binaria y larga distancia o multitramo. Un compensador pasivo de la dispersión (PDC, G.671) puede consistir en fibras compensadoras de la dispersión (DCF) o en retículas de fibra. Puede utilizarse en un transmisor óptico con amplificador elevador y/o un receptor óptico con preamplificador así como en un amplificador de línea óptico. Para compensar la atenuación adicional de los módulos PDC, pueden diseñarse los amplificadores de línea con configuración de doble etapa y estos dispositivos pueden intercalarse entre los amplificadores de línea para cumplir el requisito de OSNR en el receptor. Este proceso de acomodación de la dispersión con ayuda de amplificadores (DAa), se ha introducido en la Rec. UIT-T G.798.

En un sistema multilongitud de onda, la PDC puede compensar exactamente la dispersión cromática de una longitud de onda, aunque tal vez no sea capaz de compensar exactamente todas las demás longitudes de onda. La diferencia en dispersión residual entre canales puede reducirse al mínimo aplicando compensación de dispersión y compensación dependiente de dispersión al mismo tiempo. Dado que la dispersión cromática en una fibra puede variar con el tiempo/temperatura, un sistema de alta velocidad tal vez necesite compensarse en parte mediante PDC, y en parte mediante compensación adaptable de ajuste dinámico.

9.2.2 Dispersión cromática – Planteamiento computacional

9.2.2.1 Introducción

A continuación, se evalúan las tolerancias del sistema a la dispersión cromática residual y se plantean propuestas para los sistemas monocanal (SC, *single-channel*) y multicanal (MC, *multi-channel*) con formato de transmisión de retorno a cero (RZ).

En el caso de la transmisión SC 40 Gbit/s, se propone un valor máximo para la dispersión cromática residual que depende de la potencia media de entrada. En el caso de la transmisión MC (en la gama de longitudes de onda de las aplicaciones G.959.1), se han considerado los efectos de la pendiente de dispersión de la fibra y su compensación.

9.2.2.2 Hipótesis del sistema y descripción de las herramientas de cálculo

Los resultados indicados a continuación se basan en las siguientes hipótesis:

- Sistema $N \times 40$ Gbit/s con longitudes terrenales típicas (500-1000 km), con separación considerable entre amplificadores (por ejemplo 100 km).
- Formato de transmisión RZ con impulsos gaussianos ($T_{FWHM} = 5$ ps). Debido a que se trata de analizar los efectos de la dispersión, se considera un transmisor "ideal".
- Compensación de la dispersión periódica con el mismo periodo que la separación entre amplificadores. Se han propuesto varios esquemas de compensación de la dispersión en la literatura (poscompensación, precompensación, poscompensación con prefluctuación) [9]. Aquí utilizamos la poscompensación.
- Receptor ideal consistente en: filtro óptico con anchura de banda de 160 GHz, fotodiodo ideal y filtro eléctrico (Bessel-Thomson de 4º orden con anchura de banda de 32 GHz).
- Propagación de una secuencia binaria pseudoaleatoria de 32 bits. En el caso de sistemas MC las secuencias binarias en los distintos canales no están correlacionadas.

La figura 9-2 representa un esquema simplificado del sistema.

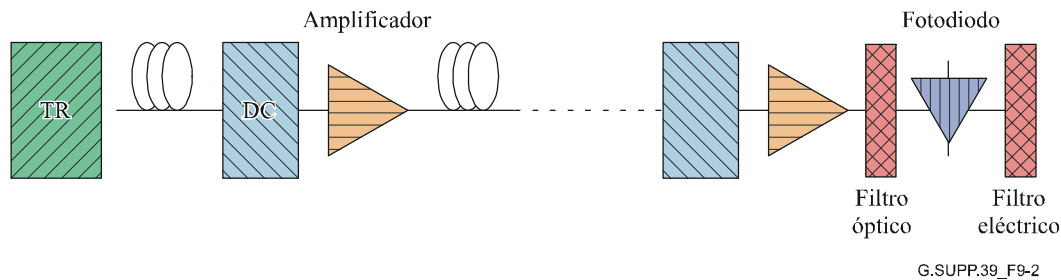


Figura 9-2 – Esquema del sistema con poscompensación periódica

En lo que a las simulaciones se refiere, se ha implementado el método de paso partido (*split step*) de Fourier (denominado asimismo método de propagación del haz (BPM, *beam propagation method*)). Para una descripción detallada del BPM véanse las referencias [10] y [11]; aquí se facilita una descripción muy breve. El BPM permite resolver numéricamente la ecuación de Schrodinger no lineal que describe la propagación de un impulso óptico en una fibra, considerando la dispersión cromática, los efectos no lineales (automodulación de fase, modulación de fase cruzada y mezcla de cuatro ondas), el efecto de la pendiente de dispersión, las pérdidas de la fibra y la amplificación de constantes localizadas.

El BPM es la base de casi todas las herramientas de simulación comerciales. El código adoptado ha sido probado por varios investigadores y sus resultados comparados con los de otras herramientas comerciales antes de su uso.

Se ha evaluado la calidad de funcionamiento del sistema tanto en términos de la penalización sobre el diagrama en ojo como sobre la BER (o factor Q).

9.2.2.3 Tolerancia a la dispersión cromática residual en los sistemas SC de 1 × 40 Gbit/s

Resulta bastante difícil establecer unas directrices generales sobre la máxima dispersión cromática residual tolerable en los sistemas de 1 × 40 Gbit/s, debiendo considerarse varios aspectos.

Un primer aspecto es el formato de modulación de la transmisión: en este caso se ha examinado el formato de transmisión RZ ($T_{FWHM} = 5$ ps). Un segundo punto es la potencia óptica de entrada, de hecho con bajas potencias de entrada se puede funcionar en régimen lineal aunque sin garantizar una relación señal/ruido óptico (OSNR) suficiente. Por otra parte si las potencias de entrada son altas, a pesar de que la OSNR sea buena, pueden ocasionarse efectos no lineales constantes (véanse además 9.5 y 9.7).

Se han efectuado simulaciones con amplificadores separados 100 km a lo largo de 500 km, variando la potencia óptica de entrada entre 0 y 10 dBm, y la dispersión residual entre -30 y +30 ps/nm. La figura 9-3 muestra la penalización sobre el diagrama en ojo expresada en dB en función de la dispersión residual para dos potencias ópticas de entrada: 5 dBm (línea continua) y 10 dBm (línea de puntos).

Puede observarse que, estableciendo un límite superior de 1 dB para la penalización sobre el cierre del ojo con respecto al caso de compensación exacta, la dispersión residual máxima resultante es de 17 ps/nm aproximadamente. Este valor de dispersión residual corresponde a una tolerancia de sólo 1 km, aproximadamente, sobre la longitud total del enlace cuando se utilizan fibras G.652 y de 4 km, aproximadamente, con fibras G.655.

La conclusión es que los sistemas de 40 Gbit/s se caracterizan por una tolerancia muy pequeña frente a la dispersión cromática, especialmente con fibras G.652. Los resultados experimentales [12] ponen en evidencia que es indispensable realizar una compensación exacta de la dispersión correspondiente a cada amplificador.

Las consideraciones anteriores no dependen del tipo de dispositivo de compensación de dispersión adoptado, aunque es evidente que la disponibilidad de dispositivos sintonizables permitiría la resolución de este tipo de problemas. Cuando se utilizan fibras con compensación de dispersión (DCF, *dispersion-compensating fibres*) el sistema debe modificarse para incluir amplificadores de doble etapa. Los resultados de la figura 9-3 son únicamente válidos para inyectar en la DCF potencias ópticas menores que 3 dBm a fin de reducir sus intensos efectos no lineales.

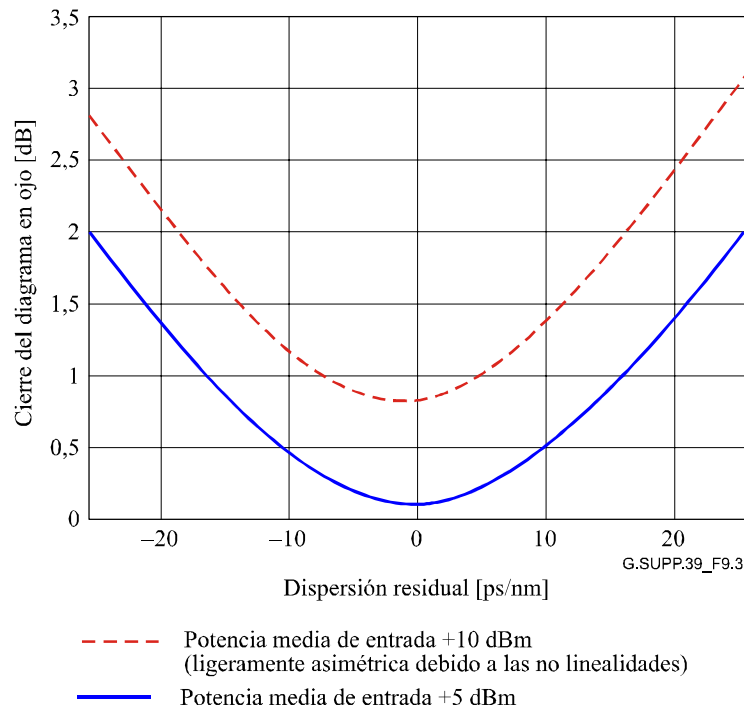


Figura 9-3 – Penalización sobre el diagrama en ojo en función de la dispersión residual obtenida variando la longitud del último tramo

9.2.2.4 Tolerancia frente a la dispersión cromática residual en los sistemas MC de $N \times 40$ Gbit/s

En el caso de sistemas multiplexados por división en longitud de onda (WDM, *wavelength division multiplexed*) es necesario tener en cuenta además la pendiente de dispersión de la fibra. Debido a la pendiente de dispersión, cada canal WDM se caracteriza por un valor diferente del coeficiente de dispersión. Esto puede definirse en la región de 1550 nm por la siguiente aproximación:

$$D(\lambda) = D(1550) + S_0 (\lambda - 1550) \quad (9-10)$$

siendo D el coeficiente de dispersión, S el coeficiente de la pendiente de dispersión, y λ la longitud de onda del canal.

Por el momento sigue resultando bastante difícil encontrar dispositivos compensadores de la dispersión capaces de compensar exactamente la pendiente de dispersión. En consecuencia, cuando se utilizan sistemas WDM el dispositivo compensador de la dispersión se escoge para obtener la compensación exacta del canal central mientras que en los laterales queda una dispersión residual. En este punto la máxima dispersión residual tolerable para cada canal puede evaluarse observando

una vez más la figura 9-3. Este valor proporciona el límite para tres cantidades, simultáneamente: número de canales (N), separación entre canales y longitud del sistema.

Cuando algunos canales se caractericen por una gran dispersión residual, sigue siendo posible obtener calidades de funcionamiento aceptables si se utiliza compensación suplementaria colocada tras el demultiplexor, con el valor óptimo para cada canal.

9.2.2.5 Ejemplo: 4 × 40 Gbit/s en fibras G.652 con DCF

En esta cláusula se presenta un ejemplo práctico de lo expuesto anteriormente.

Sea un sistema de transmisión WDM a 4 × 40 Gbit/s en fibras G.652 con los siguientes parámetros:

- cuatro canales WDM separados 200 GHz, con las longitudes de onda siguientes:
 - Canal 1: $\lambda_1 = 1554,13$ nm.
 - Canal 2: $\lambda_2 = 1555,75$ nm.
 - Canal 3: $\lambda_3 = 1557,36$ nm.
 - Canal 4: $\lambda_4 = 1558,98$ nm.
- Demultiplexor con anchura de banda $B = 160$ GHz.
- Fibras G.652 con $D = 17$ ps/nm·km y $S_0 = 0,0677$ ps/nm²·km.
- Compensación de la dispersión por medio de DCF con $D = -80$ ps/nm·km y $S_0 = -0,2$ ps/nm²·km.
- Los demás parámetros coinciden con los de 9.2.2.2.

Dado que las pendientes de dispersión de la fibra son distintas de las de la DCF, en los distintos canales la dispersión es diferente por lo que no quedan compensados por igual.

La DCF se escoge para obtener la compensación exacta en el tercer canal ($\lambda_3 = 1557,36$ nm). Tras el filtro eléctrico se evalúan las calidades de funcionamiento del sistema por medio del cierre del ojo expresado en dB.

La figura 9-4 muestra para cada canal la diferencia entre su dispersión acumulada y la del tercer canal. De este modo se pueden evaluar las dispersiones residuales en las posiciones de los amplificadores.

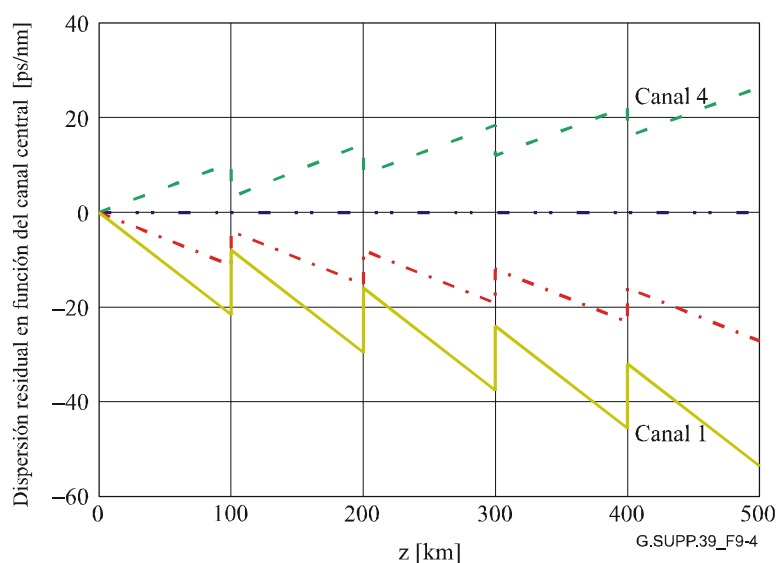


Figura 9-4 – Diferencia entre la dispersión acumulada de cada canal y la del tercer canal (exactamente compensada)

El cuadro 9-5 muestra los valores de CD obtenidos tras 500 km.

Cuadro 9-5 – Valores de dispersión cromática obtenidos [ps/nm]

$CD(\lambda_1)$	$CD(\lambda_2)$	$CD(\lambda_3)$	$CD(\lambda_4)$
-40,9	-20,9	-1	19,1

De acuerdo con la curva en la figura 9-5 ya es posible afirmar que la dispersión residual en el primer canal es demasiado elevada. Además, la figura 9-5 confirma que no es posible obtener una calidad de funcionamiento aceptable en dicho canal. De hecho, aunque la DCF compensa exactamente la dispersión cromática a una longitud de onda fija, su dispersión no se optimiza para compensar también la pendiente de dispersión. Las penalizaciones sobre el diagrama en ojo mostradas en las figuras, corresponden a una potencia media de entrada de +5 dBm. Se han llevado a cabo asimismo simulaciones para potencias superiores evidenciando penalizaciones aún mayores debidas a los efectos no lineales.

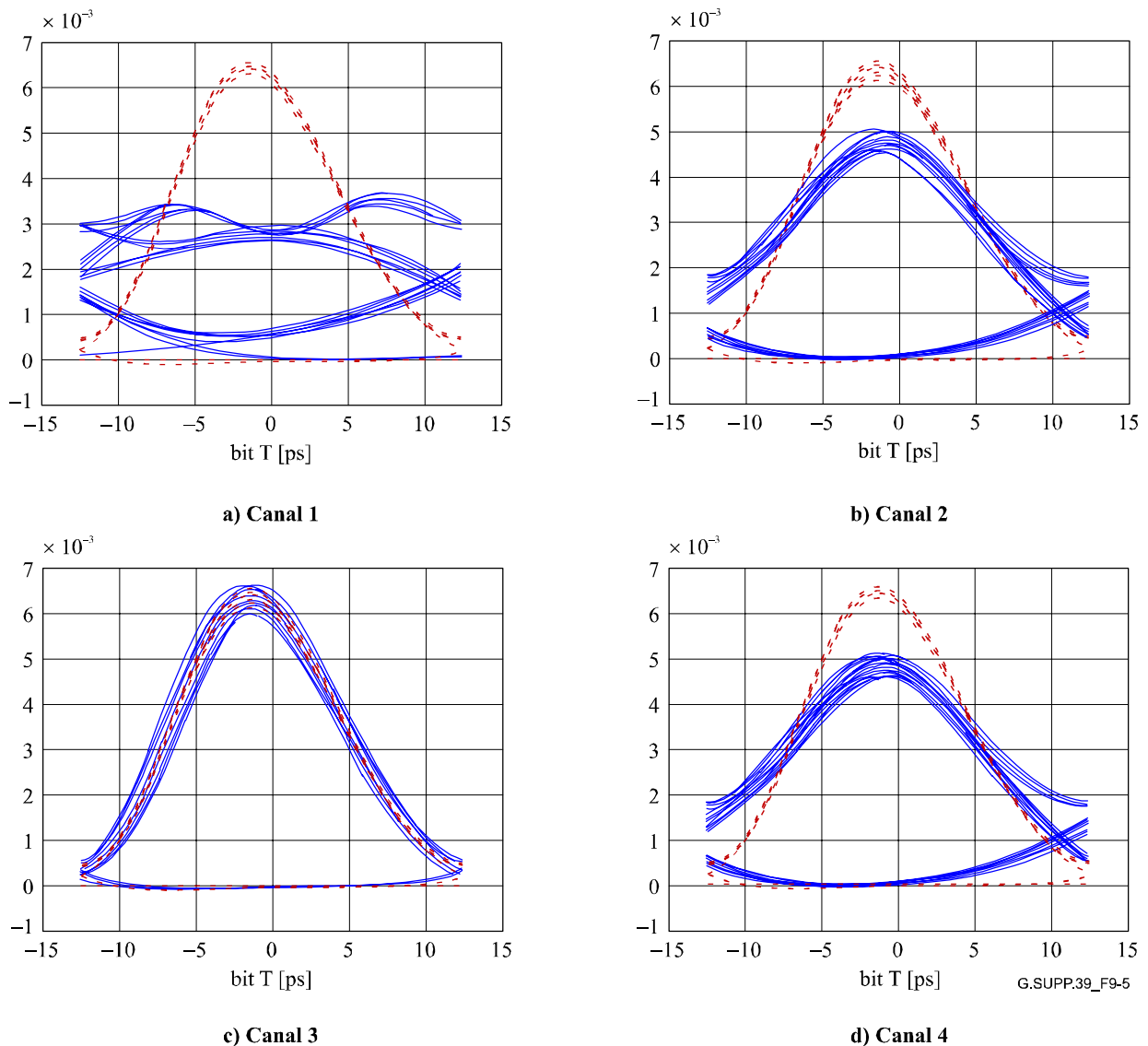


Figura 9-5 – Diagramas en ojo para varios canales en el extremo de un sistema no lineal de 500 km

9.2.2.6 Conclusiones

Se ha mostrado que la pendiente de dispersión de la fibra limita excesivamente la longitud máxima de los sistemas WDM. Debido a que se trata de un efecto determinista es posible compensar la dispersión residual en los canales laterales por medio de dispositivos optimizados de compensación de la dispersión para cada canal, situados tras el demultiplexor óptico. Por otra parte hay que destacar que los sistemas de alta velocidad binaria presentan una tolerancia muy pequeña frente a la dispersión cromática de modo que las longitudes de fibra deben escogerse con gran precisión.

9.3 Dispersión por modo de polarización

Para la transmisión NRZ de hasta 40 Gbit/s, el DGD máximo se fija en el 30% del periodo binario, lo que corresponde a una penalización del trayecto máxima de 1 dB. La PMD de segundo orden y su interacción con la dispersión cromática así como la tolerancia para RZ quedan en estudio.

9.3.1 Compensación de la PMD

Entre las especificaciones existentes para los elementos de enlace, se contemplan aspectos estadísticos para soportar los requisitos del sistema. Esto se expone con más detalle en 10.4.

En los enlaces en los que la PMD sea excesiva, pueden utilizarse técnicas de compensación de la PMD. Para establecer el grado necesario de compensación de la PMD, puede ser preciso efectuar una investigación minuciosa de la planta exterior.

9.3.2 Penalización de potencia de la PMD

La penalización de potencia inducida por el DGD en un punto receptor R es función de la potencia relativa de los dos modos ortogonales de polarización, que varía con la alineación relativa de los estados principales de polarización del cable de fibra óptica y la polarización de la fuente. El máximo DGD del enlace se fija con objeto de no permitir más que una determinada penalización de potencia de primer orden en la relación de división de potencia correspondiente al caso más desfavorable (la misma potencia en ambos modos). La penalización de potencia de primer orden en el caso más desfavorable queda también afectada por que el formato de transmisión sea NRZ o RZ.

Para aplicaciones NRZ de 10 Gbit/s en las Recs. UIT-T G.691 y G.959.1, una tolerancia de penalización de primer orden de 1 dB corresponde a un límite de 30 ps sobre el DGD en el punto R. (Esto corresponde al mismo valor de epsilon que para la dispersión cromática, y se prevé que el valor para 0,5 dB sea 20 ps.) Como en la dispersión cromática, el caso RZ queda en estudio.

9.4 BER y factor Q

Las aplicaciones de las Recs. UIT-T G.691, G.692 y G.959.1 tienen un objetivo de diseño de la sección óptica para la tasa de errores en los bits (BER, *bit error ratio*) correspondiente al final de la vida útil mejor que 10^{-12} . El requisito para las aplicaciones SDH se deriva de la Rec. UIT-T G.826 (y más recientemente de la Rec. UIT-T G.828), mientras que los requisitos correspondientes para las aplicaciones OTN están siendo desarrollados en la Rec. UIT-T G.8201.

Las aplicaciones de la Rec. UIT-T G.957, no obstante, tienen un requisito para la BER correspondiente al final de la vida útil de 10^{-10} , debido a que en el momento de su desarrollo los requisitos eran menos estrictos.

Para "migrar" aplicaciones de una BER de 10^{-10} a otra de 10^{-12} , se ha adoptado un convenio según el cual los códigos de aplicación con un intervalo de atenuación máxima de 12 dB para una BER de 10^{-10} se reducen a 11 dB para una BER de 10^{-12} , mientras que los códigos de aplicación con un intervalo de atenuación máxima de 24 dB para una BER de 10^{-10} se reducen a 22 dB para una BER de 10^{-12} .

En general cuanto más pequeño sea el valor de la BER de referencia, más difícil es verificar realmente la calidad de funcionamiento del receptor debido a la mayor amplitud del tiempo de

medición requerido. Esto es especialmente cierto para las sensibilidades de los receptores STM-1 y STM-4 con una BER de 10^{-12} . Se han propuesto dos soluciones a este problema. La primera consiste en utilizar una longitud específica de funcionamiento sin errores y establecer una cierta probabilidad de que la tasa de errores esté por debajo del nivel requerido. El número necesario de bits sin errores (n) puede definirse del siguiente modo:

$$n = \frac{\log(1-C)}{\log(1-P_E)} \quad (9-11)$$

siendo C el nivel de confianza requerido (por ejemplo 0,95 para una confianza del 95%) y P_E el requisito de BER (por ejemplo, 10^{-12}). Por consiguiente si se requiere un nivel de confianza del 95% para que la BER sea menor que 10^{-12} , se necesitan 3×10^{12} bits sin errores (20 minutos a la velocidad STM-16).

Dado que esto sigue exigiendo largos tiempos de medición a bajas velocidades, un método alternativo consiste en medir el factor Q . El factor Q es la relación señal/ruido en el circuito de decisión, en unidades de tensión o corriente, y suele expresarse del siguiente modo:

$$Q = \frac{(\mu_1 - \mu_0)}{(\sigma_1 + \sigma_0)} \quad (9-12)$$

siendo $\mu_{1,0}$, el valor medio de las tensiones o corrientes de las marcas/espacios, y $\sigma_{1,0}$ su desviación típica. Una BER de 10^{-12} corresponde a $Q \approx 7,03$.

Dado que las técnicas prácticas de medición de Q efectúan las mediciones en las regiones superior e inferior del "ojo" recibido a fin de inferir la calidad de la señal al nivel de decisión óptimo, Q puede considerarse únicamente indicador cualitativo de la BER real.

Las relaciones matemáticas con la BER (en el caso de funcionamiento no FEC) cuando el umbral se fija en el valor óptimo son:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (9-13)$$

siendo:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{\beta^2}{2}} d\beta \quad (9-14)$$

Una aproximación que se suele utilizar para esta función es la siguiente:

$$BER \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Q^2}{2}} \quad (9-15)$$

Para $Q > 3$.

Una expresión alternativa que proporciona respuestas precisas en todo el intervalo de Q [13] viene dada por:

$$BER \approx \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{\sqrt{2\pi} \left(\left(1 - \frac{1}{\pi}\right) Q + \frac{\sqrt{Q^2 + 2\pi}}{\pi} \right)} \quad (9-16)$$

La figura 9-6 representa un gráfico de comparación de estas dos aproximaciones de valores de Q menores que 5.

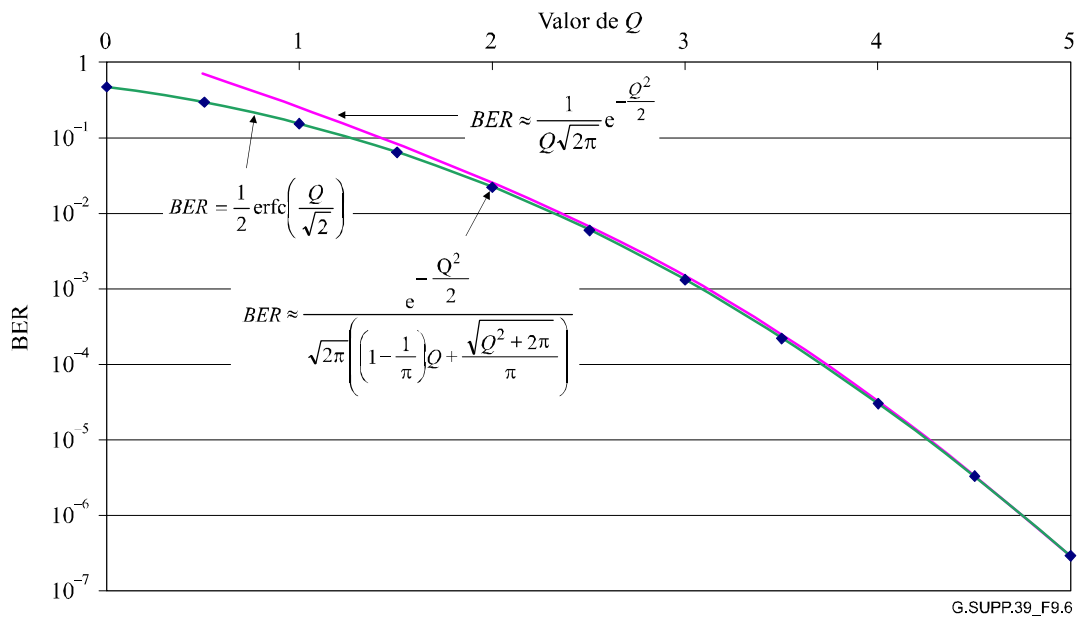


Figura 9-6 – Aproximaciones de la relación entre la BER y Q

9.4.1 Tasa de errores en los bits (BER) en aplicaciones con corrección de errores en recepción (FEC)

En las Recs. UIT-T G.693, G.959.1 y G.698.1 se definen o proponen varios códigos de aplicaciones con series de parámetros de interfaz óptica para velocidades OTU-k, que necesitan la transmisión de bytes de corrección de errores en recepción (FEC) como se especifica en la Rec. UIT-T G.709/Y.1331. En estos códigos de aplicaciones sólo es necesario satisfacer la especificación BER del sistema "después de aplicar la corrección (en su caso)". En estos casos particulares los parámetros ópticos se especifican con una tasa de errores en los bits (BER) de 10^{-12} en el peor de los casos en la salida del decodificador FEC. Este principio se ha ilustrado en la figura 9-7. Como se indica en el cuadro 11-2, el valor teórico de BER en la salida del receptor (punto A de la figura 9-7) es $1,8 \times 10^{-4}$, cuando se tiene un valor BER 10^{-12} en la salida del decodificador FEC (punto B).

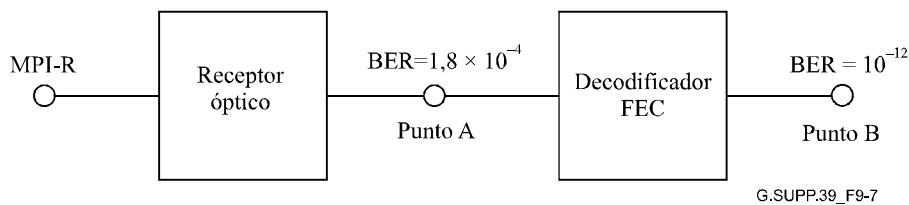


Figura 9-7 – Utilización del sistema de corrección FEC y del receptor tasa de errores en los bits en la salida

Si no se pueden aplicar fácilmente las técnicas FEC para la verificación de componentes, posiblemente sea mucho más práctico y económico verificar las prestaciones de los dispositivos ópticos de transmisor y receptor (destinados a aplicaciones con sistemas FEC) utilizando tasas de errores en los bits apropiadas para la entrada de un decodificador FEC, y no una tasa de 10^{-12} que,

en la mayoría de los casos, supone condiciones de prueba muy exigentes, muy por encima de lo que es necesario para la aplicación.

La tasa BER apropiada para esta finalidad depende hasta cierto punto de la aplicación. En efecto, hay variaciones en las estadísticas de errores (diferencias con respecto a la distribución de errores aleatoria teórica) y es necesario que la tasa BER media en el punto A sea inferior a $1,8 \times 10^{-4}$ si el valor BER medio del punto B es 10^{-12} . Ahora bien, en la mayoría de los casos prácticos se considera apropiado un valor entre 10^{-5} y 10^{-6} .

Si se utiliza esta metodología, los valores de sensibilidad de recepción y penalidad de trayecto óptico medidos en la salida del receptor (punto A) con una tasa BER de 10^{-5} a 10^{-6} será normalmente estimaciones prudentes de los valores de sensibilidad de reflector y penalidad del trayecto para un valor BER de 10^{-12} después del decodificador FEC (punto B).

9.5 Concatenación del ruido

En un sistema con una cadena de amplificadores ópticos en cascada, se acumula el ruido ASE de las contribuciones de todos los amplificadores ópticos. Por consiguiente, la OSNR se degrada tras cada amplificador óptico. La OSNR sirve para supervisar y caracterizar la calidad de funcionamiento de los amplificadores ópticos. La ecuación para el cálculo de la OSNR en el caso más desfavorable y el texto propuesto son los siguientes:

La figura 9-8 representa un sistema de referencia multicanal de N tramos con un amplificador elevador, N-1 amplificadores de línea y un preamplificador. Para este sistema de referencia se han adoptado las siguientes hipótesis principales:

- Todos los amplificadores ópticos de la cadena, incluidos el amplificador elevador y el preamplificador tienen el mismo factor de ruido.
- La atenuación (por canal) es igual en todos los tramos.
- La potencia de salida (por canal) del amplificador elevador y de los amplificadores de línea es la misma.

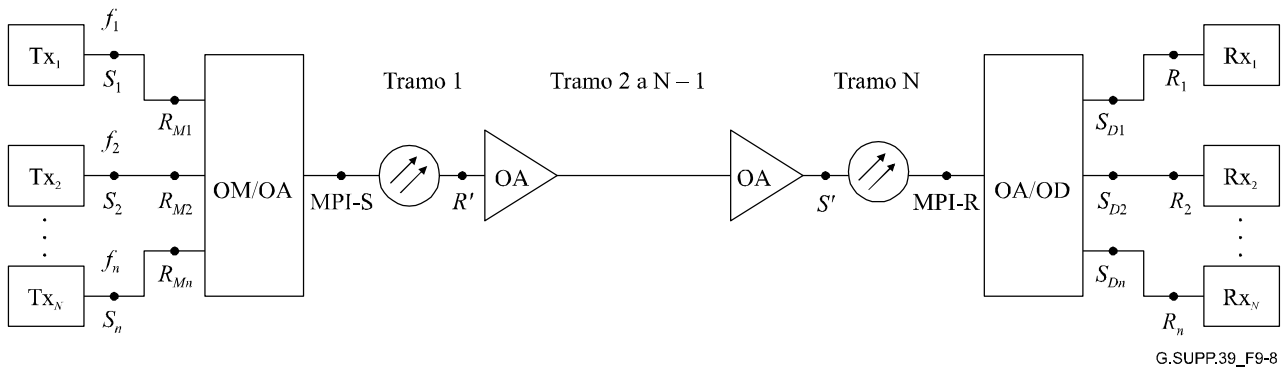


Figura 9-8 – Representación de las interfaces del sistema de línea óptica (sistema multicanal de N tramos)

En este caso la OSNR a la entrada de los receptores (punto R_i en la figura 9-8, $i = 1, \dots, n$) puede aproximarse por la expresión siguiente:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log \left(N + \frac{10^{\frac{G_{BA}}{10}}}{10^{\frac{L}{10}}} \right) - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-17)$$

P_{out} es la potencia de salida (por canal) del amplificador elevador y de los amplificadores de línea en dBm, L es la atenuación del tramo en dB (que se supone igual a la ganancia de los amplificadores de línea), G_{BA} es la ganancia del amplificador elevador óptico en dB, NF es el factor de ruido espontáneo de la señal del amplificador óptico en dB, h es la constante de Planck (en mJ·s congruente con P_{out} en dBm), ν es la frecuencia óptica en Hz, ν_r es la anchura de banda de referencia en Hz (correspondiente a c/B_r en 9.5.1) y $N-1$ es número total de amplificadores de línea.

La ecuación 9-17 indica que el ruido ASE de los $N+1$ amplificadores se acumula y puede simplificarse en los siguientes casos:

- 1) Cuando la ganancia del amplificador elevador es aproximadamente igual a la de los amplificadores de línea, o sea $G_{BA} \approx L$, puede simplificarse la ecuación 9-17 del siguiente modo:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(N+1) - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-18)$$

- 2) El ruido ASE del amplificador elevador puede ignorarse sólo si la atenuación del tramo L (respecto a la ganancia del amplificador de línea) es mucho mayor que la ganancia del amplificador elevador G_{BA} . En este caso la ecuación 9-18 puede simplificarse quedando como:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(N) - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-19)$$

NOTA – La ecuación I-3/G.692 se refiere únicamente un caso particular.

- 3) La ecuación 9-18 mantiene su validez en el caso de un solo tramo con un solo amplificador elevador, por ejemplo la IrDI multicanal de corta distancia de la figura 5.5/G.959.1, en cuyo caso puede modificarse obteniéndose la siguiente:

$$OSNR = P_{out} - G_{BA} - NF - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-20)$$

- 4) En el caso de un solo tramo con un único preamplificador, la ecuación 9-18 puede modificarse del siguiente modo:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-21)$$

9.5.1 Medición de la OSNR

La OSNR suele expresarse en una anchura de banda de resolución de 0,1 nm y viene determinada por la ecuación 9-22.

$$OSNR = 10\log \frac{P_i}{N_i} + 10\log \frac{B_m}{B_r} \quad (9-22)$$

siendo:

P_i la potencia de la señal óptica en vatios en el canal i -ésimo

N_i el valor interpolado de la potencia de ruido en vatios medida en anchura de banda equivalente de ruido, B_m , en el canal i -ésimo:

$$N_i = \left(\frac{N(\nu_i - \Delta\nu) + N(\nu_i + \Delta\nu)}{2} \right)$$

$\Delta\nu$ el desplazamiento de interpolación igual a un medio de la separación del canal (en el caso de espaciamiento de canal de 200 GHz, $\Delta\nu = 100$ GHz).

B_r la anchura de banda óptica de referencia. (B_m y B_r pueden expresarse en unidades de frecuencia o de longitud de onda, pero deben ser coherentes.) La anchura de banda óptica de referencia suele ser de 0,1 nm.

En la figura 9-9 se representa el procedimiento de evaluación de la OSNR a partir de los datos de la medición, comúnmente aceptado. Para lograr un resultado preciso, hay que asegurarse de utilizar una anchura de banda de resolución adecuada para la velocidad binaria de las señales que se miden, por ejemplo a 40 Gbit/s, se recomienda para la medición una anchura de banda mínima de resolución de 1 nm.

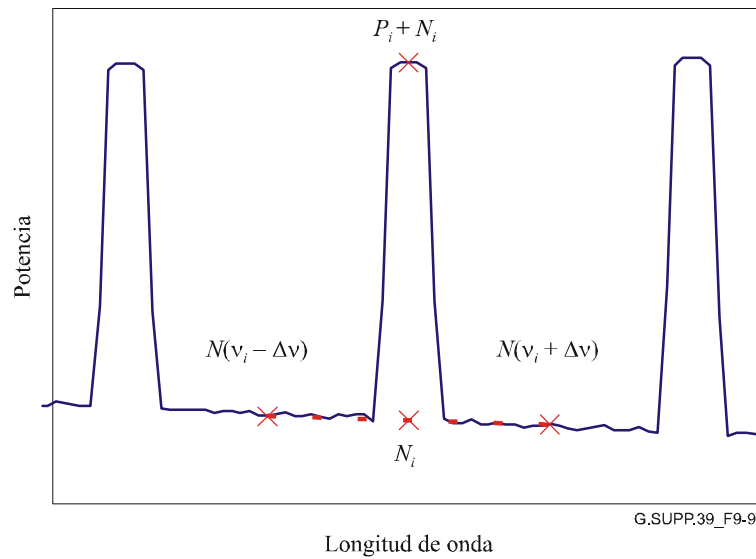


Figura 9-9 – Medicación de la OSNR a partir del espectro óptico

Debe observarse que este método de evaluación de la OSNR puede proporcionar resultados inexactos en ciertas circunstancias. La figura 9-10 muestra el caso en el que el ruido entre canales se ha sometido a filtrado debido a la presencia de un OADM situado en algún punto del enlace. Aquí la interpolación de las mediciones de ruido en los espacios entre canales no proporciona una estimación válida del ruido para longitud de onda de la señal.

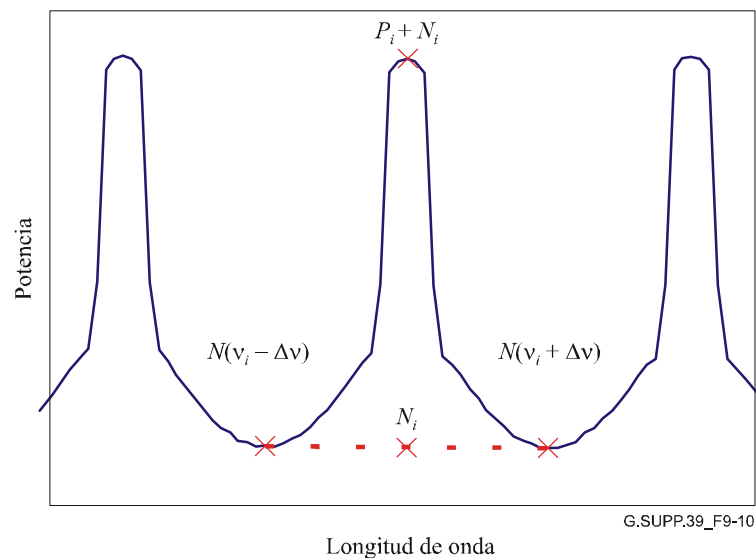


Figura 9-10 – Medicación OSNR inexacta debido a la conformación del ruido

Un problema semejante puede presentarse en los sistemas con canales de alta velocidad binaria y pequeña separación, donde las faldas de las crestas de la señal no alcanzan el verdadero nivel de ruido en el punto intermedio entre los canales.

9.5.2 OSNR y potencia óptica recibida en sistemas preamplificados de tramo único

La degradación de la OSNR por la ASE en un sistema de un solo tramo y un preamplificador óptico viene dada por la ecuación 9-23:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(h\nu v_r) \quad (9-23)$$

aplicando: $P_{received} = P_{out} - L$ y $-10 \log(h\nu v_r) = +58$ dB a una anchura de banda de resolución 0,1 nm y longitud de onda 1550 nm, la ecuación 9-23 adopta la forma:

$$OSNR = P_{received} - NF + 58 \text{ dB} \quad (9-24)$$

La ecuación 9-24 es válida para un tramo y para mediciones en conexión directa con un preamplificador óptico. La potencia de entrada de la señal ($P_{received}$) al preamplificador y la OSNR a la salida del preamplificador se encuentran en estrecha correlación lineal a través del factor de ruido, NF, del preamplificador.

Como puede verse en la figura 9-11, la OSNR puede alterarse atenuando la potencia de entrada de la señal ($P_{received}$) al preamplificador óptico (EDFA), utilizando una fuente de señal de alta OSNR (>40 dB). La OSNR se mide inmediatamente después del EDFA. De acuerdo con la ecuación 9-23 cabe esperar una correlación lineal con respecto a la potencia óptica recibida.

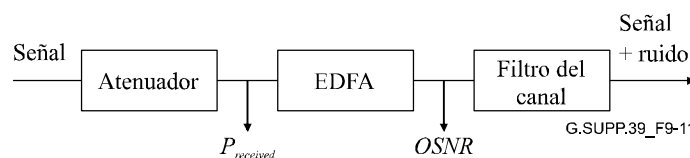


Figura 9-11 – Montaje para la medición de la OSNR

La figura 9-12 representa un ejemplo de OSNR en función de la potencia óptica recibida en un amplio intervalo utilizando un canal modulado NRZ a 43 Gbit/s y 1550 nm, con una anchura de banda de resolución de 1 nm en el analizador de espectro óptico. Si la potencia medida a la longitud de onda del canal es P_m ($P_m = P_i + N_i$), podremos estimar el valor de la OSNR mediante la siguiente expresión $OSNR = 10 \log \frac{P_m}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r}$. No obstante, para valores de OSNR por debajo de 20 dB,

se llega a una sobreestimación como puede verse en la curva "n_uncor" de la figura 9-12, por lo que un procedimiento más adecuado sería calcular la siguiente expresión

$$OSNR = 10 \log \frac{P_m - N_i}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r},$$

que cabe esperar de la ecuación 9-23. Esta relación lineal se basa en la hipótesis de que el factor de ruido del amplificador sea constante, de modo que dejará de ser válida si la potencia de entrada llega a ser suficientemente elevada para provocar la saturación.

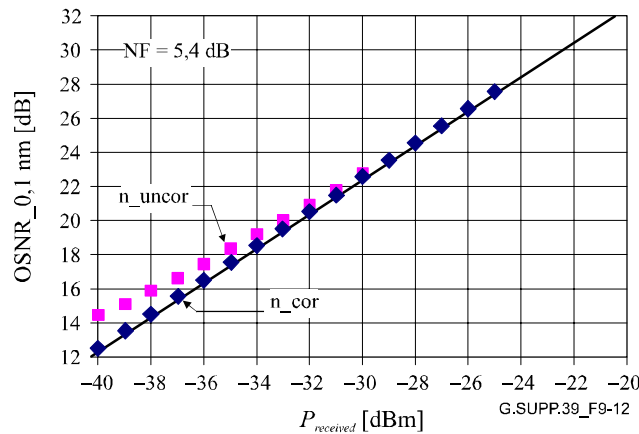


Figura 9-12 – OSNR contra la medición de la potencia óptica recibida: con corrección de ruido (n_{cor}) y sin ella (n_{uncor}) a la longitud de onda del canal de señal

En resumen, en el caso de una transmisión de tramo único y pruebas del sistema en conexión directa con un preamplificador óptico, se obtiene la correlación lineal entre la OSNR y la potencia óptica recibida. Por consiguiente, cualquier penalización del trayecto debida al cierre del ojo estará relacionada directamente con la penalización de OSNR en un receptor preamplificado.

NOTA 1 – La penalización de potencia y la penalización de OSNR son diferentes en los sistemas de transmisión de tramo múltiple y larga distancia (OSNR limitada).

NOTA 2 – Como puede verse en la figura 9-13, las penalizaciones de potencia son diferentes en los receptores preamplificados y no preamplificados ya que la pendiente de la BER en función de la potencia óptica recibida son diferentes. Una penalización de 1 dB en un receptor no preamplificado es equivalente a una penalización de OSNR de 2 dB en un receptor preamplificado.

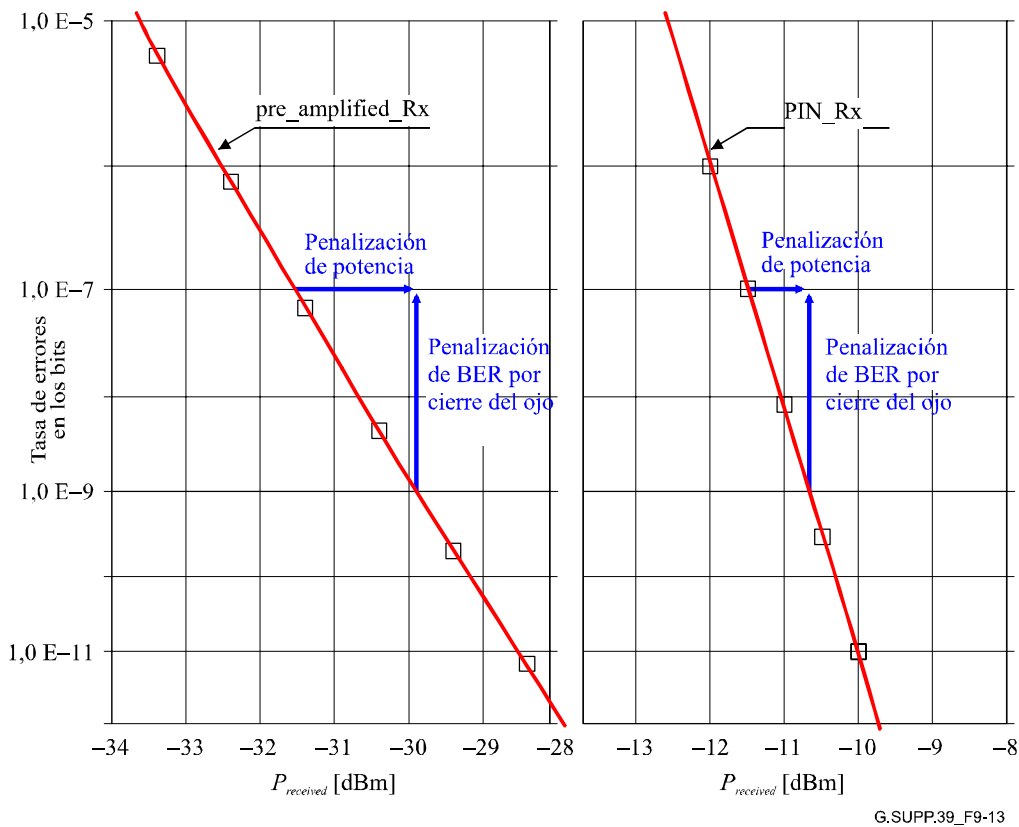


Figura 9-13 – BER en función de la potencia recibida con preamplificador óptico y sin éste

9.6 Diafonía óptica

9.6.1 Definición de expresiones

Dado que las expresiones utilizadas para describir la diafonía óptica y sus efectos no son totalmente coherentes en la industria, resulta útil definir las sucintamente aquí (véase el cuadro 9-6). En la CE 15 del UIT-T se ha adoptado el convenio de que la expresión "diafonía" se reserva para la descripción de los efectos del sistema, mientras que para las propiedades de los componentes se utiliza la expresión "aislamiento".

Cuadro 9-6 – Expresiones utilizadas

Parámetro [unidad]	Símbolo utilizado a continuación	Se define en la Rec. UIT-T	Definición
Parámetros del sistema			
Diafonía entre canales [dB]	C_C	G.692	Relación de la potencia total en los canales perturbadores a la del canal deseado. (Los canales deseado y perturbadores tienen distintas longitudes de onda (k total).)
Diafonía interferométrica [dB]	C_I	–	Relación de la potencia perturbadora (sin incluir la ASE) a la potencia deseada en un solo canal (longitud de onda). Este parámetro se denomina asimismo "diafonía intracanal".
Penalización de diafonía entre canales [dB]	P_C	–	Penalización asignada en el balance del sistema, correspondiente a la diafonía entre canales.
Penalización de diafonía interferométrica [dB]	P_I	–	Penalización asignada en el balance del sistema, correspondiente a la diafonía interferométrica.
Diferencia de potencia del canal [dB]	d	G.959.1	Máxima diferencia de potencia admisible entre los canales que llegan a un dispositivo.
Tasa de extinción (lineal en este contexto)	r	G.691	Relación de la potencia en el centro de un uno a la potencia en el centro de un cero.
Penalización de cierre del ojo [dB]	E		Penalización de sensibilidad del receptor debida a todos los efectos del cierre del ojo. Esto incluye la penalización de cierre del ojo del transmisor y de la dispersión cromática.
Parámetros de los componentes			
Atenuación de inserción [dB]	IL	G.671	Reducción de potencia entre el puerto de entrada y el de salida, a la longitud de onda del canal deseado.
Aislamiento unidireccional [dB]	I	G.671	Diferencia entre la atenuación del dispositivo a la longitud de onda del canal perturbador y la atenuación a la longitud de onda del canal deseado.
Aislamiento de canal adyacente [dB]	IA	G.671	Aislamiento del dispositivo a la longitud de onda de un canal por encima y a la de uno por debajo del canal deseado.
Aislamiento de canal no adyacente [dB]	INA	G.671 (en estudio)	Aislamiento del dispositivo a las longitudes de onda de todos los canales perturbadores excepto de los canales adyacentes.

Los efectos de la diafonía se tratan en dos secciones, el primero de ellos está dedicado a la diafonía entre canales y el segundo a la interferométrica.

9.6.2 Diafonía entre canales

Este efecto se imputa principalmente a la demultiplexación imperfecta de una señal de transmisión multicanal en sus canales individuales antes de su entrega a un conjunto de receptores monocal. Esta situación se representa en la figura 9-14.

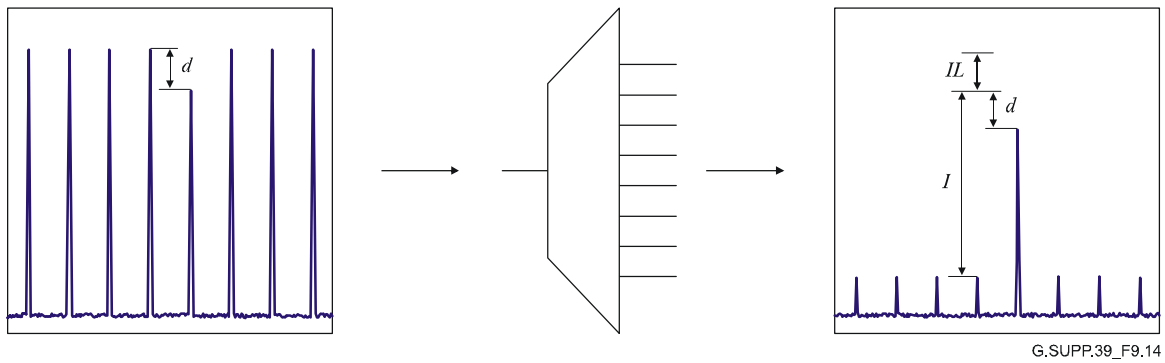


Figura 9-14 – Ejemplo de demultiplexor sencillo

Aquí varios canales DWDM llegan a un puerto común de un demultiplexor. El caso más desfavorable para cualquier canal es que su potencia se encuentre al mínimo mientras que la de los demás esté en un máximo. La máxima diferencia admisible entre canales se ha representado por d (dB). Cuando los canales salen de los puertos de salida individuales, los canales perturbadores se han atenuado con respecto al canal deseado en una cantidad igual al aislamiento unidireccional I (dB).

El principal parámetro de gobierno del nivel máximo de diafonía óptica tolerable en un sistema óptico dado es la penalización de diafonía entre canales P_C . A partir de ésta y de algunos otros parámetros, deben obtenerse los parámetros de aislamiento del demultiplexor necesarios.

En la situación representada en la figura 9-14 podemos escribir la ecuación de la diafonía entre canales de un sistema de k canales C_C del siguiente modo:

$$C_C = d - I + 10 \log_{10}(k - 1) \quad \text{dB} \quad (9-25)$$

Es conveniente poder obtener el valor requerido de C_C a partir del valor de la penalización de diafonía entre canales. Si se supone que el número de señales interferentes como la anterior es muy grande y de igual amplitud, se pueden generar modelos relativamente sencillos a este efecto. En los demultiplexores prácticos el valor de aislamiento dado para los canales inmediatamente adyacentes al canal deseado I_A es más pequeño que el aislamiento de los canales perturbadores no adyacentes I_{NA} . Teniendo en cuenta lo anterior, la situación pasa a ser la representada en la figura 9-15.

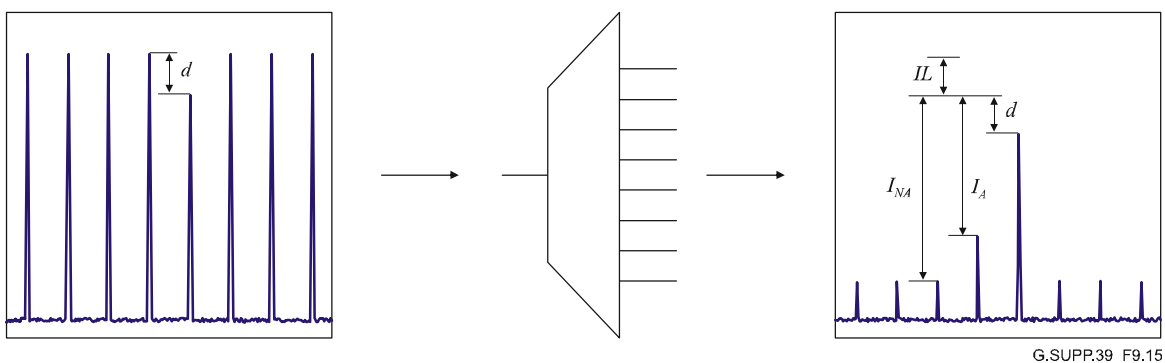


Figura 9-15 – Ejemplo más realista de demultiplexor

Así pues, la ecuación de la diafonía entre canales C_C queda del siguiente modo:

$$C_C = d + 10 \log_{10} \left(2 \times 10^{\frac{-I_A}{10}} + (k-3) 10^{\frac{-I_{NA}}{10}} \right) \quad \text{dB} \quad (9-26)$$

No obstante hay que tener en cuenta que si, en esta situación, los valores de I_A y de I_{NA} son distintos, es posible que sistemas con penalizaciones de diafonía entre canales P_C diferentes tengan el mismo valor C_C total.

A continuación se indican las ecuaciones correspondientes a los dos casos límites.

Para un único canal perturbador:

$$P_C = 10 \log_{10} \left(1 - 10^{\frac{C_C}{10}} \frac{r+1}{r-1} \right) \quad \text{dB} \quad (9-27)$$

Siendo r la tasa de extinción lineal.

NOTA 1 – En esta ecuación no se incluye directamente el efecto de la posible reducción de la apertura de ojo debida al cierre del ojo del transmisor o a la penalización del trayecto. No obstante, estos efectos pueden incluirse calculando un valor efectivo de r (representado por r') que tenga en cuenta tanto la tasa de extinción como el cierre del ojo.

$$r' = \frac{(r+1) + 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)}{(r+1) - 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)} \quad (9-28)$$

siendo E la penalización de cierre del ojo en dB. Por ejemplo, si la tasa de extinción es de 6 dB, entonces $r = 3,98$. Para considerar la penalización de cierre del ojo de 3 dB adicionales, se debe hacer $r' = 1,86$.

Para un gran número de canales perturbadores de igual amplitud (cuyos datos no estén correlacionados), la diafonía entre canales se asemeja a ruido, pudiendo utilizarse una aproximación gaussiana. En este caso la diafonía semejante a ruido debe convolucionarse con la distribución de ruido del receptor (o ASE) para producir una penalización efectiva. Aplicando los métodos de [14] y [15] y utilizando una aproximación gaussiana a la distribución binomial, la ecuación queda del siguiente modo:

$$P_C = -5 \log_{10} \left(1 - \frac{10^{\frac{2C_C}{10}}}{k-1} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1} \right)^2 \right) \quad (9-29)$$

siendo $Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 \times BER)$. Para una BER de 10^{-12} , $Q \approx 7,03$.

En la figura 9-16 se representan las curvas de penalización óptica inducida en función de la diafonía entre canales para varias hipótesis. La penalización real de un sistema en la práctica queda por debajo de la curva superior.

NOTA 2 – La penalización de diafonía puede ser también dependiente del código de línea (RZ o NRZ) y de las velocidades binarias relativas de las señales deseada e interferente.

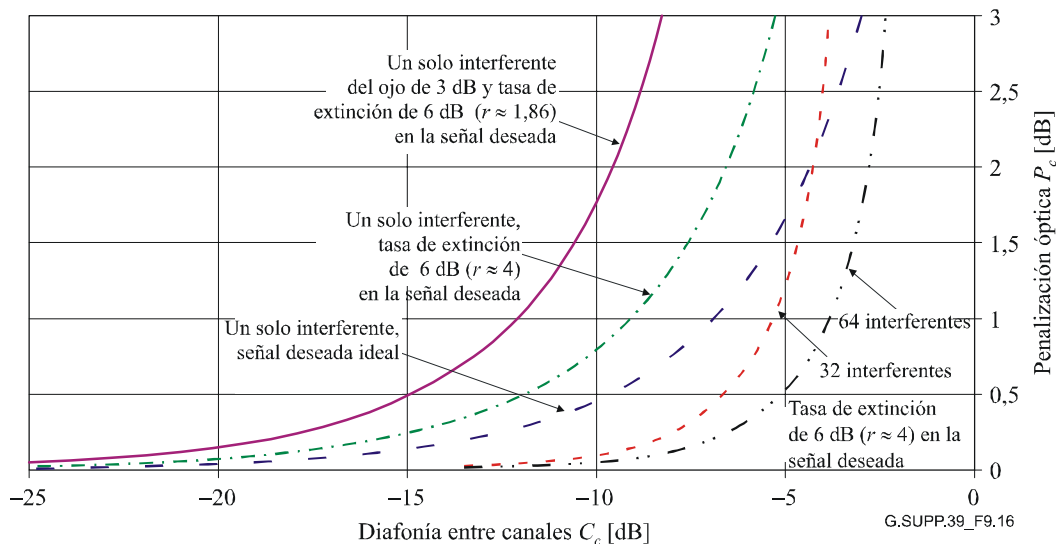


Figura 9-16 – Curvas de penalización óptica en función de la diafonía entre canales

El procedimiento para determinar el aislamiento requerido podría ser entonces el siguiente:

- A partir de los parámetros del sistema, establecer un valor de P_C que puede ser diferente en cada sistema. Por ejemplo un sistema de corto alcance podría asignar una penalización de diafonía mayor que otro de largo alcance. Se puede escoger por ejemplo 0,5 dB.
- Obtener un valor de C_C a partir de P_C . El modelo requerido queda entre el de las dos señales interferentes, cuando hay una gran diferencia entre I_A e I_{NA} y el modelo gaussiano cuando I_A es igual a I_{NA} y k es grande. Escogiendo la curva más desfavorable de la figura 9-16 se obtiene un valor de -15 dB.
- A partir de los parámetros del sistema, establecer un valor de d , que sea asimismo peculiar de cada sistema. En la Rec. UIT-T G.959.1, por ejemplo, el código de aplicación P16S1-1D2 tiene $d = 6$ dB, mientras que P16S1-2C2 tiene $d = 2$ dB. (Esto conduce a una diferencia de 4 dB en el aislamiento requerido entre dichas aplicaciones.) Así pues para P16S1-1D2 debe hacerse $d = 6$ dB. (Por otra parte, en esta aplicación $k = 16$.)
- Sustituyendo estos valores en la sencilla ecuación $C_C = d - I + 10 \log_{10}(k - 1)$ se obtiene $-15 = 6 - I + 10 \log_{10}(15)$ de donde se obtiene un valor $I = 32,8$ dB para este ejemplo.

9.6.3 Diafonía interferométrica

La diafonía interferométrica tiene lugar cuando el canal perturbador y el canal deseado se encuentran en las mismas longitudes de onda nominales. Se pueden citar cuatro ejemplos:

- Un multiplexor óptico de adición/supresión en el que la longitud de onda en cuestión no esté totalmente suprimida antes de la adición de la nueva señal.
- Un multiplexor óptico en el que un transmisor pueda estar emitiendo potencia a la longitud de onda de otro canal (debido por ejemplo a una relación de supresión del modo lateral inadecuada) esto se denomina en G.692 diafonía del lado transmisor.
- Una interconexión óptica en la que por falta de aislamiento de conmutación suficiente llegue al receptor luz procedente de más de una fibra origen.
- Cualquier componente o grupo de componentes en los que haya más de un trayecto por el que la luz pueda llegar al receptor. Esto se denomina interferencia de trayectos múltiples (MPI, *multi-path interference*).

La diafonía interferométrica tiene un comportamiento distinto al de la diafonía entre canales cuando las dos señales ópticas están suficientemente próximas para que su frecuencia de batido quede dentro de la anchura de banda eléctrica del receptor. En este caso, los campos ópticos interactúan produciendo diafonía en vez de las potencias ópticas y, por consiguiente, los niveles de diafonía necesarios para producir una penalización específica son mucho menores.

Para un solo interferente, la diafonía puede modelarse como si tuviera una función de densidad de probabilidad (pdf) limitada. La penalización de diafonía de [16] (incluyendo el efecto de la tasa de extinción imperfecta) es la siguiente:

$$P_I = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{r-1}{r+1}}{\frac{r-1}{r+1} + 10^{\frac{C_I}{10}} - 4 \sqrt{\frac{r}{r+1}} 10^{\frac{C_I}{10}}} \right) \quad \text{dB} \quad (9-30)$$

para el umbral de decisión de potencia medio:

$$P_I = -10 \log_{10} \left(1 - 2 \left(\frac{(1 + \sqrt{r}) \sqrt{10^{\frac{C_I}{10}} (r+1)}}{r-1} \right) \right) \quad \text{dB} \quad (9-31)$$

para el umbral de decisión optimizado.

En la figura 9-17 se representa la penalización de diafonía interferométrica para una señal deseada con una tasa de extinción de 6 dB.

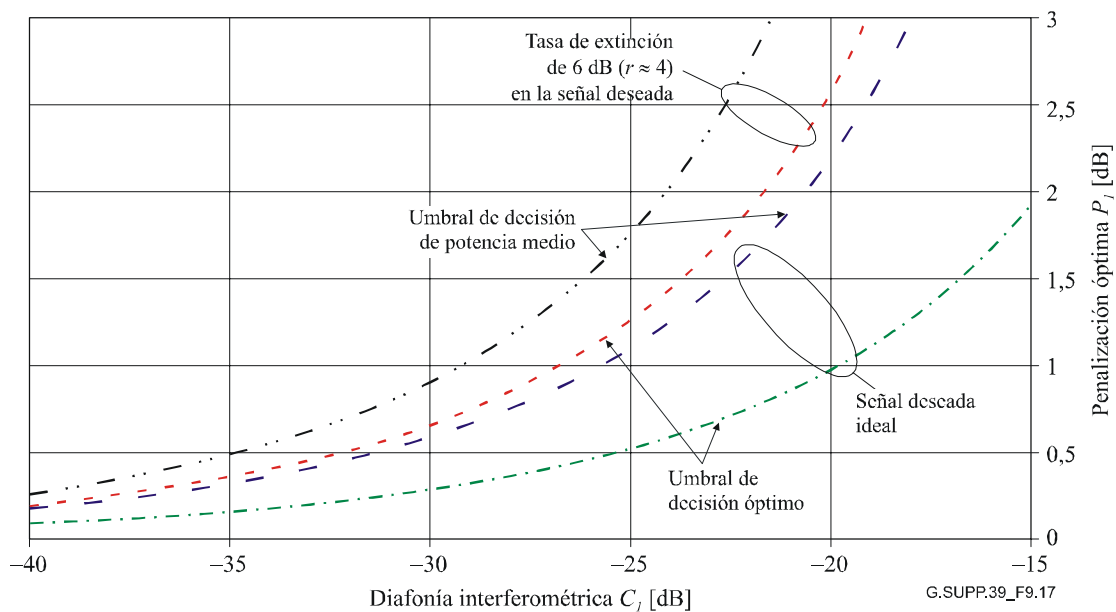


Figura 9-17 – Curvas de penalización óptica en función de la diafonía interferométrica con un solo interferente (modelo limitado)

Para varios interferentes, la pdf se vuelve aproximadamente gaussiana y puede calcularse la penalización de diafonía óptica de un receptor PIN [15] a partir de la expresión siguiente:

$$P_I = -5 \log_{10} \left(1 - 4 \times 10^{10} Q'^2 \frac{1 + \frac{1}{r}}{\left(1 - \frac{1}{r}\right)^2} \right) \text{ dB} \quad (9-32)$$

Para el umbral de decisión de potencia medio:

$$P_I = -5 \log_{10} \left(1 - 2 \times 10^{10} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 + \left(10^{10}\right)^2 Q^4 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 \right) \text{ dB} \quad (9-33)$$

para el umbral de decisión optimizado, con $Q' = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(4 \times BER)$ y $Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 \times BER)$. Para una BER de 10^{-12} , $Q' \approx 6,94$ y $Q \approx 7,03$.

Estas funciones se representan en la figura 9-18 para una señal deseada ideal y también para una señal con una tasa de extinción de 6 dB.

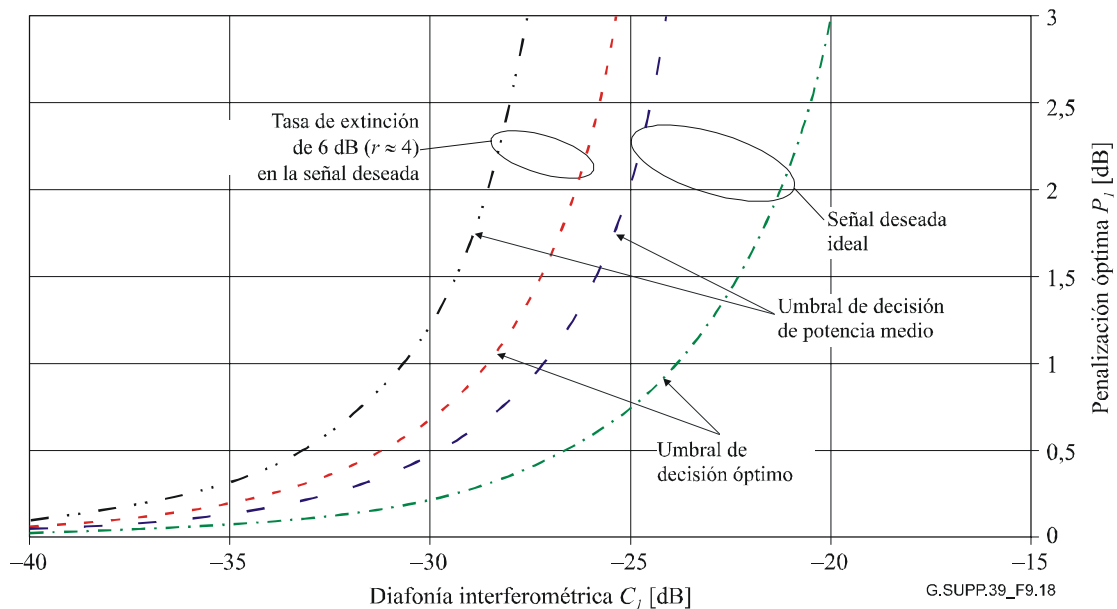


Figura 9-18 – Curvas de penalización óptica en función de la diafonía interferométrica con varios interferentes (modelo gaussiano)

9.7 Concatenación de efectos no lineales – Planteamiento computacional

9.7.1 Introducción

A continuación se evalúa la influencia de efectos no lineales tales como la automodulación de fase (SPM, *self-phase modulation*), la modulación de fase cruzada (XPM, *cross-phase modulation*) y la mezcla de cuatro ondas (FWM, *four-wave mixing*) en sistemas MC de $N \times 40$ Gbit/s. Estos efectos se evalúan por medio de simulaciones para distintos valores de la potencia óptica media de entrada a fin de establecer el umbral de potencia correspondiente a una determinada penalización de calidad del funcionamiento del sistema.

9.7.2 Hipótesis del sistema y descripción de la herramienta de cálculo

Los resultados mostrados más adelante se basan en las siguientes hipótesis:

- Sistema de $N \times 40$ Gbit/s con longitudes terrenales típicas (500-1000 km).
- Formato de transmisión RZ con impulsos gaussianos ($T_{FWHM} = 5$ ps). Dado que el objetivo del análisis son los efectos no lineales se considera un transmisor "ideal".
- Compensación periódica de la dispersión con el mismo periodo que la separación entre amplificadores. Se han propuesto en la literatura varios esquemas de compensación de la dispersión (poscompensación, precompensación, poscompensación con prefluctuación) [9]. En lo sucesivo se supondrá que la dispersión y la pendiente se compensan exactamente.
- Receptor ideal constituido por: filtro óptico con anchura de banda de 160 GHz, fotodiodo ideal y filtro eléctrico (Bessel-Thomson de cuarto orden con anchura de banda de 32 GHz).
- Propagación de secuencia binaria pseudoaleatoria de 32 bits. En el caso de sistemas MC, las secuencias binarias de los distintos canales no guardan correlación alguna (el caso más desfavorable corresponde a la transmisión de la misma secuencia en todos los canales).

La figura 9-2 muestra un esquema simplificado del sistema.

9.7.3 Influencia de los efectos no lineales

Un sistema de transmisión de alta velocidad multitramo con compensación completa de la dispersión se ve afectado por fenómenos ópticos no lineales, especialmente la SPM en los sistemas monocanal y la XPM y la FWM en los sistemas multicanal. Estos fenómenos no lineales se deben al efecto Kerr de la fibra y su influencia aumenta con la potencia óptica de entrada. En consecuencia la calidad de funcionamiento del sistema puede quedar degradada considerablemente por dichos efectos no lineales, si la potencia de entrada óptica es muy alta.

La calidad de funcionamiento del sistema se degrada asimismo para bajas potencias ópticas de entrada a la fibra debido a la baja relación señal/ruido óptica del receptor. Por consiguiente, existe un umbral de potencia de entrada máximo y otro mínimo, correspondientes a una cierta penalización de calidad de funcionamiento del sistema (factor Q , BER, etc.). En 9.5 (Concatenación del ruido), se presentan propuestas sobre el umbral de potencia de entrada mínimo.

En lo que se refiere al umbral de potencia máximo debido a efectos no lineales, se han tenido en cuenta los siguientes aspectos:

a) *El tipo de fibra utilizado para la transmisión*

Las fibras caracterizadas por coeficientes de dispersión y coeficientes no lineales diferentes se comportan de manera diferente en lo que a efectos no lineales se refiere.

Por ejemplo, las fibras con compensación de la dispersión (DCF) tienen un área efectiva pequeña y por consiguiente un gran coeficiente no lineal. Se ha verificado mediante simulaciones que, para potencias ópticas de entrada $P_{in} > 3$ dBm, la calidad de funcionamiento del sistema comienza a degradarse debido a la SPM.

El coeficiente no lineal de las fibras G.652 es pequeño, por lo que la SPM suele ser despreciable salvo para potencias ópticas de entrada muy elevadas (por ejemplo, para $P_{in} > 8$ dBm, esquema de poscompensación y amplificadores separados 100 km entre sí, el comportamiento lineal ideal comienza a degradarse debido a la SPM). Por otra parte, la elevada dispersión local típica de las fibras G.652 hace que los efectos de la XPM y de la FWM sean totalmente despreciables, suponiendo que la dispersión esté compensada exactamente.

Las fibras G.655 se comportan aproximadamente igual que las G.652 en cuanto a SPM aunque, al ser menor su coeficiente de dispersión, la FWM no es despreciable.

b) *El esquema de compensación de la dispersión*

Se han considerado los tres esquemas de dispersión de la compensación siguientes (de los que [9] contiene información detallada) caracterizados por su diferente comportamiento en cuanto a SPM:

- **Precompensación:** El dispositivo compensador de la dispersión se sitúa al comienzo de cada tramo delante de la fibra de transmisión. Este esquema está fuertemente sujeto a SPM. La simulación con amplificadores separados 100 km entre sí, enlace de 500 km de longitud, y de los amplificadores $NF = 6$ dB, puso de manifiesto que la potencia de entrada máxima para $Q = 7$ es $P_{in} = 4$ dBm.
- **Poscompensación:** El dispositivo compensador de la dispersión se sitúa al final de cada tramo detrás de la fibra de transmisión. La simulación con amplificadores separados 100 km entre sí, enlace de 500 km de longitud, y de los amplificadores $NF = 6$ dB, mostró que la máxima potencia de entrada para $Q = 7$ es $P_{in} = 13$ dBm.
- **Poscompensación + prefluctuación:** El impulso se prefluctúa igual que en la poscompensación pero al principio del enlace. El valor óptimo de prefluctuación calculado por medio de simulación o con arreglo a [9], reduce considerablemente los efectos de la SPM.

c) *La longitud del tramo*

Debido a la atenuación de la fibra, la potencia óptica de entrada disminuye con arreglo a una ley exponencial durante su propagación por un tramo. Por otra parte, la influencia de los efectos no lineales depende del valor de la potencia óptica. Por consiguiente, el máximo umbral de potencia de entrada debido a efectos no lineales tiene distintos valores para sistemas que sólo se diferencian en el parámetro de separación entre amplificadores.

Considérese por ejemplo un enlace de 500 km en G.652 con poscompensación y amplificadores $NF = 6$ dB. Si la longitud del tramo es de 100 km, las simulaciones muestran que la máxima potencia de entrada para $Q = 7$ es $P_{in} = 13$ dBm. Si la longitud del tramo es de 50 km, las simulaciones muestran que la máxima potencia de entrada para $Q = 7$ es $P_{in} = 8$ dBm.

9.7.4 Conclusiones

Es imposible seleccionar un único valor para la máxima potencia óptica de entrada que permita obtener un factor Q mayor que 7. Esta restricción máxima de entrada puede utilizarse para identificar la región de mejor calidad de funcionamiento del sistema y puede determinarse por medio de simulaciones preliminares con los parámetros del sistema deseados (tipo de fibra, compensación de la dispersión, separación entre amplificadores y separación entre canales). Por último, obsérvese que todas las propuestas efectuadas aquí se basan en la hipótesis del formato de modulación RZ y no se investiga ni el número de canales WDM ni su separación en frecuencia.

10 Diseño estadístico del sistema

10.1 Metodología genérica

Para los sistemas con pocos componentes conviene utilizar el diseño determinista (o de "caso más desfavorable"), que proporciona unos márgenes adecuados a los sistemas. No obstante, en los sistemas con muchos componentes, por ejemplo los sistemas multitramo multicanal, los márgenes del diseño determinista pueden resultar excesivamente grandes. En este caso, los operadores de las redes y los fabricantes deben considerar la utilización del diseño estadístico.

Se diferencian los parámetros del sistema (por ejemplo la atenuación máxima, la máxima dispersión cromática del enlace, etc.) de los parámetros de los elementos (por ejemplo, el coeficiente de atenuación, el coeficiente de dispersión del producto de la bobina de fibra, etc.). Durante el diseño

del sistema deben determinarse los parámetros del sistema considerando las propiedades estadísticas de los parámetros de los elementos. El cuadro 10-1 muestra ejemplos de la relación entre los parámetros del sistema y los de los elementos.

Cuadro 10-1 – Relación entre los parámetros del sistema y los parámetros de los elementos

Parámetros del sistema	Parámetros de los elementos	Descrito en
Atenuación máxima	Coefficiente de atenuación del cable de fibra, potencia de salida del transmisor, sensibilidad del receptor, penalización de potencia, atenuación de los empalmes, atenuación de los conectores	10.2 Diseño estadístico de atenuaciones y ganancias
Máxima dispersión cromática	Coefficiente de dispersión de la fibra, anchura espectral del transmisor	10.3 Diseño estadístico de la dispersión cromática
DGD máximo	Coefficiente PMD del cable, división de potencia entre los principales estados de polarización, otros elementos del enlace	10.4 Diseño estadístico de la dispersión por modo de polarización
Máxima potencia de salida	Coefficiente de atenuación del cable, longitud de onda de dispersión cero de la fibra, zona efectiva de la fibra, coeficiente no lineal de la fibra, separación entre canales	Queda en estudio.

No obstante, en la versión actual del presente Suplemento se propone que en cualquier sistema específico sólo se considere estadísticamente un solo parámetro del sistema. Por ejemplo, en los sistemas limitados por dispersión, se considera estadísticamente la dispersión cromática máxima, mientras que los demás parámetros del sistema se tratan de acuerdo con el planteamiento ordinario del diseño correspondiente al caso más desfavorable. La consideración estadística de varios parámetros del sistema queda pendiente para futuros trabajos.

10.1.1 Probabilidad de caída del sistema

La probabilidad de caída del sistema se suele definir como probabilidad de que la BER supere 10^{-12} [21]. No obstante, dado que la BER depende de muchos parámetros (por ejemplo, de las características de transmisor y receptor), resulta difícil referirse a la BER en el diseño estadístico genérico. Por consiguiente, en esta cláusula se plantea considerar el "nivel de significación del sistema" en vez de la "probabilidad de caída del sistema", y evitar referirse a la BER. El nivel de significación se utiliza comúnmente en la terminología estadística para hipótesis de ensayos [22].

Para cada uno de los parámetros del sistema, el nivel de significación del sistema se define como la probabilidad de que el parámetro del sistema en cuestión sobrepase un cierto valor x . Es evidente que el nivel de significación del sistema será función de x . Por ejemplo, el nivel de significación del sistema para el DGD es $4,2 \times 10^{-5}$, siendo x igual a 3 veces el valor medio del DGD (véase la Rec. UIT-T G.691). En otro ejemplo, el nivel de significación del sistema para la máxima dispersión cromática es $1,3 \times 10^{-3}$, siendo x la suma del valor medio más 3σ (σ es la desviación típica) [20].

10.1.2 Umbral de probabilidad para la aceptación del sistema

El umbral de probabilidad para la aceptación del sistema (P_{th}) se define como el máximo nivel de significación admisible para cada parámetro del sistema. El umbral de probabilidad dependerá del escenario de funcionamiento de la red y asimismo de la relación de compromiso entre el costo y la probabilidad de sobrepasar el valor.

Debe observarse que para ciertos parámetros considerados aquí, P_{th} se refiere a la probabilidad de sobrepasar el valor en el momento de la puesta en servicio. Por ejemplo, en el caso de dispersión

cromática, un valor de P_{th} igual a 10^{-3} significa que se prevé que, por término medio, uno de cada mil enlaces sobrepasará la dispersión especificada cuando se ponga en servicio. Para otros parámetros, no obstante, P_{th} se refiere a la probabilidad de sobrepasar el valor en cualquier momento de la vida del enlace. Un ejemplo de esto es la PMD, en la que una P_{th} de 10^{-5} significa que, en cualquier momento, la probabilidad de sobrepasar el DGD máximo es de una en cien mil.

El cuadro 10-2 contiene ejemplos de valores de P_{th} junto con los valores equivalentes del número de desviaciones típicas con respecto a la media de la estadística gaussiana y la relación equivalente máximo a media de la distribución de Maxwell (PMD).

Cuadro 10-2 – Umbral de probabilidad para aceptación del sistema

Umbral de probabilidad, P_{th}	Gaussiano: desviaciones típicas con respecto a la media [σ]	Maxwell: relación de máximo a medio [S]
10^{-3}	3,1	2,5
10^{-5}	4,3	3,2
10^{-7}	5,2	3,7
10^{-9}	6,0	4,2

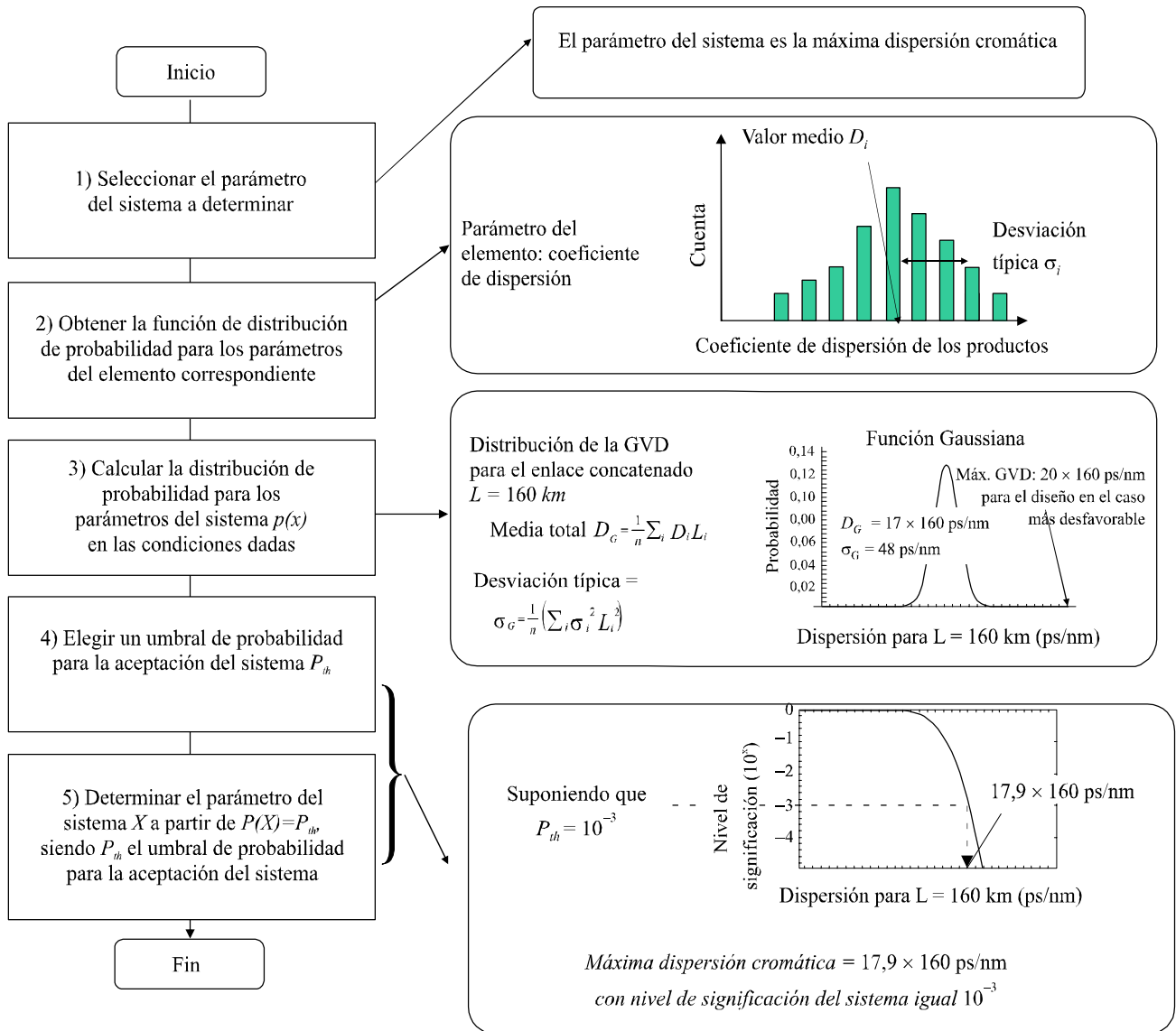
10.1.3 Organigrama de diseño

El organigrama genérico se muestra en la parte izquierda de la figura 10-1. En la parte derecha de esta misma figura se representa un ejemplo de dispersión cromática máxima.

- 1) *Seleccionar el parámetro del sistema a determinar*
 En el ejemplo de la figura 10-1, el parámetro del sistema es la máxima dispersión cromática.
- 2) *Obtener la función de distribución de probabilidad para los parámetros de los elementos correspondientes*
 Como resulta evidente en el histograma que se muestra en el segundo bloque derecho de la figura 10-1, el coeficiente de dispersión medio del producto de fibra i se supone es D_i , y la desviación típica σ_i .
- 3) *Calcular la distribución de probabilidad del parámetro del sistema $p(x)$ en las condiciones dadas*
 En este ejemplo, la única condición dada es que la longitud del enlace de fibra sea 160 km. La distribución estadística del parámetro del sistema se obtiene por concatenación de las distribuciones de varias bobinas de fibra. De acuerdo con el teorema del límite central, la distribución de los enlaces concatenados presenta un perfil gaussiano. En este ejemplo, la media total de la dispersión cromática es $17 \times 160 = 2720$ ps/nm, mientras que la desviación típica es 48 ps/nm. Debe tenerse en cuenta que, utilizando el diseño ordinario correspondiente al caso más desfavorable, la máxima dispersión cromática es $20 \times 160 = 3200$ ps/nm.
- 4) *Escoger un valor para P_{th} , umbral de probabilidad para la aceptación del sistema*
 En este ejemplo, se considera aceptable que uno de cada mil enlaces tenga una dispersión mayor que el valor calculado. (P_{th} es 10^{-3} .)
- 5) *Determinar el parámetro del sistema X a partir de la ecuación $P(X) = P_{th}$, siendo P_{th} el umbral de probabilidad para la aceptación del sistema*
 En este ejemplo, se determina que la máxima dispersión cromática sea $17,9 \times 160 = 2864$ ps/nm, suponiendo que P_{th} sea igual a 10^{-3} . Por consiguiente, el requisito de dispersión para el sistema de transmisión se rebaja en 336 ps/nm con respecto al diseño del sistema en el caso más desfavorable.

Organigrama genérico
(propuesta)

Ejemplo de máxima dispersión cromática



G.SUPP.39_F10-1

Figura 10-1 – Diagrama genérico y ejemplo de máxima dispersión cromática

10.2 Diseño estadístico de la atenuación

Los enlaces concatenados suelen estar integrados por varios largos de fabricación de fibra óptica empalmados. Los requisitos para los largos de fabricación se facilitan en las Recomendaciones del cable y fibra ópticos. Los parámetros de transmisión de los enlaces concatenados deben tener en cuenta no sólo la calidad de funcionamiento de los tramos de cable individuales sino también la estadística de concatenación.

Las características de transmisión del largo de fabricación de los cables de fibra óptica tendrán una cierta distribución de probabilidad que deberá tenerse en cuenta normalmente para los diseños más económicos sean viables. Los siguientes párrafos de esta cláusula deben interpretarse teniendo en cuenta la naturaleza estadística de los diversos parámetros.

Los atributos del enlace se ven afectados por factores ajenos a los propios cables de fibra óptica, tales como los empalmes, los conectores y la instalación. Para estimar los valores de los atributos del enlace, se facilitan los valores típicos de los enlaces de fibra óptica en el apéndice de cada una

de las Recomendaciones de fibra y cable. Los métodos de estimación de los parámetros necesarios para el diseño del sistema se basan en mediciones, modelado y otras consideraciones.

La atenuación A de un enlace viene dada por:

$$A = \alpha L + \alpha_s x + \alpha_c y \quad (10-1)$$

siendo:

- α coeficiente de atenuación típica de los cables de fibra del enlace
- α_s atenuación media del empalme
- x número de empalmes del enlace
- α_c atenuación media de los conectores
- y número de conectores del enlace (en su caso)
- L longitud del enlace

Debe asignarse un margen conveniente para las modificaciones de la configuración del cable (empalmes adicionales, longitudes suplementarias de cable, efectos del envejecimiento, variaciones térmicas, etc.) en el futuro. Los valores típicos que figuran en los apéndices de las Recomendaciones de fibra y cable corresponden al coeficiente de atenuación de los enlaces de fibra óptica.

La combinación de estas contribuciones a la atenuación y de los valores de atenuación máxima del sistema se traducen en una variación de la longitud de los tramos. La longitud de los tramos es uno de los valores objetivo en las Recs. UIT-T G.957 y G.691, aunque puede sobrepasarse hasta el punto en que la longitud quede limitada por la dispersión cromática.

El coeficiente de atenuación característico de la fibra, α , varía según la longitud de onda, λ , por varios motivos: dispersión de Rayleigh, absorción de agua, pérdidas por macrodoblado y microdoblado. Si el sistema de cable está bien hecho, la variación de pérdida por doblado según la longitud de onda es insignificante, si bien generalmente aumenta cuando la longitud de onda es superior a 1550 nm. Ahora bien, en algunos cables el efecto de microdoblado puede provocar una alta atenuación con longitudes de onda mayores: se habla entonces de un "borde de doblado". La dispersión de Rayleigh en las fibras G.652 es bastante uniforme cuando se comparan distintos proveedores y distintas fechas de fabricación, y presenta una relación $1/\lambda^4$.

El valor máximo para el factor de absorción de agua y longitud de onda es del orden de 1383 nm. Puede definirse aproximadamente como una magnitud multiplicada que tiene una curva característica cercana a 1383 nm. Este valor de máximo también puede resultar afectado por la exposición al hidrógeno y la sensibilidad de la fibra al hidrógeno. Con el tiempo los fabricantes han aprendido a reducir el componente de absorción de agua y la sensibilidad al hidrógeno. La Rec. UIT-T G.652 incluye dos categorías (G.652.C y G.652.D) sometidas a otra condición: el coeficiente de atenuación en el máximo de absorción de agua combinado con el envejecimiento de hidrógeno ha de ser igual o inferior al valor máximo especificado para la gama 1310 nm a 1625 nm.

A los efectos de la Rec. UIT-T G.695 se caracterizó la atenuación global del enlace con respecto a la longitud de onda a partir de los valores medidos en 1550 nm y utilizando una curva determinante de relación con la longitud de onda. Se ha considerado que la curva determinante es una constante, y para la variación de los valores en 1550 nm sólo se tuvieron en cuenta factores como la calidad del empalme/conector y la frecuencia, así como las variaciones de la atenuación global del cable de fibra. Aplicando este método se redactó el apéndice I.1/G.695, que contiene un cuadro de coeficientes de atenuación utilizados para relacionar los niveles de potencia con las longitudes consideradas en esta Recomendación.

Los siguientes ejemplos, basados en la medición de enlace de reflectómetro en la red central de un operador, indican la mejora del factor de absorción de agua con el tiempo.

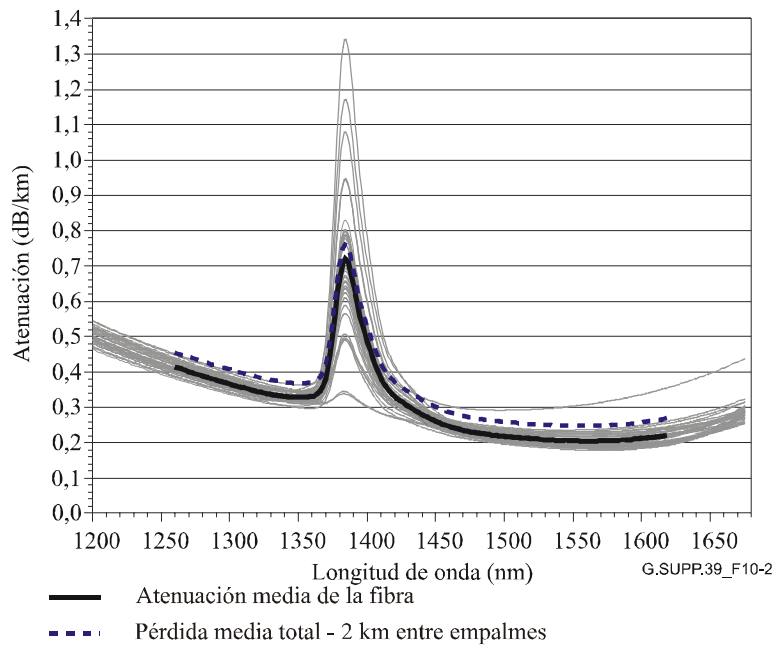


Figura 10-2– Medidas de atenuación de la fibra y de la pérdida del empalme en una instalación de cables G.652 A&B anterior a 1990

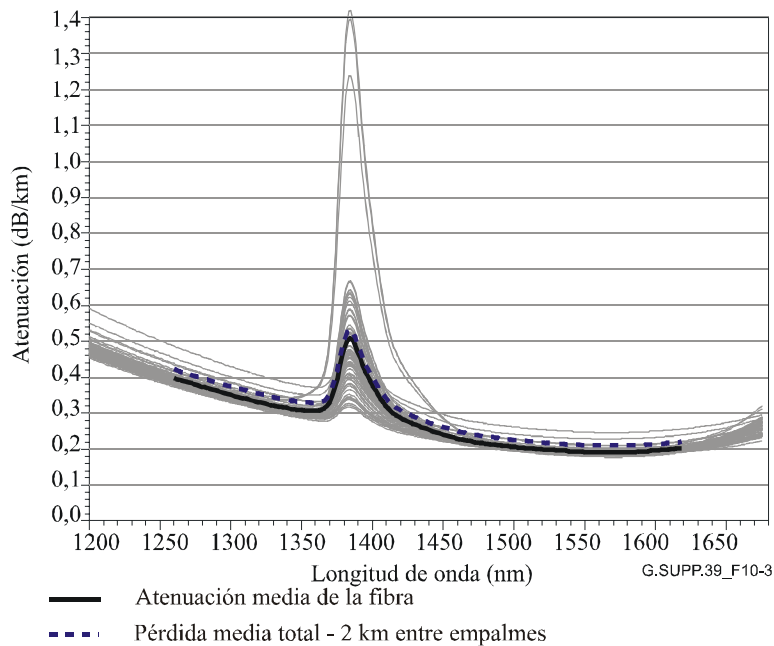


Figure 10-3 – Medida de la atenuación de fibra y de la pérdida del empalme en una instalación de cable G.652 A&B realizada hacia el 2000

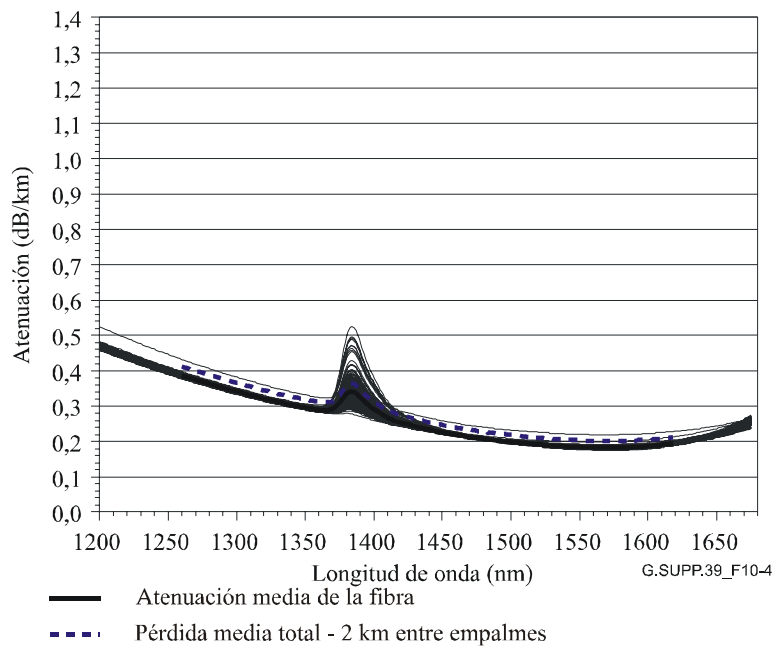


Figura 10-4 – Medidas de atenuación de fibra y de la pérdida del empalme en una instalación G.652 A&B realizada en 2003

El cuadro 10-3 es un resumen de las estadísticas de canales CWDM calculadas a partir de estas medidas.

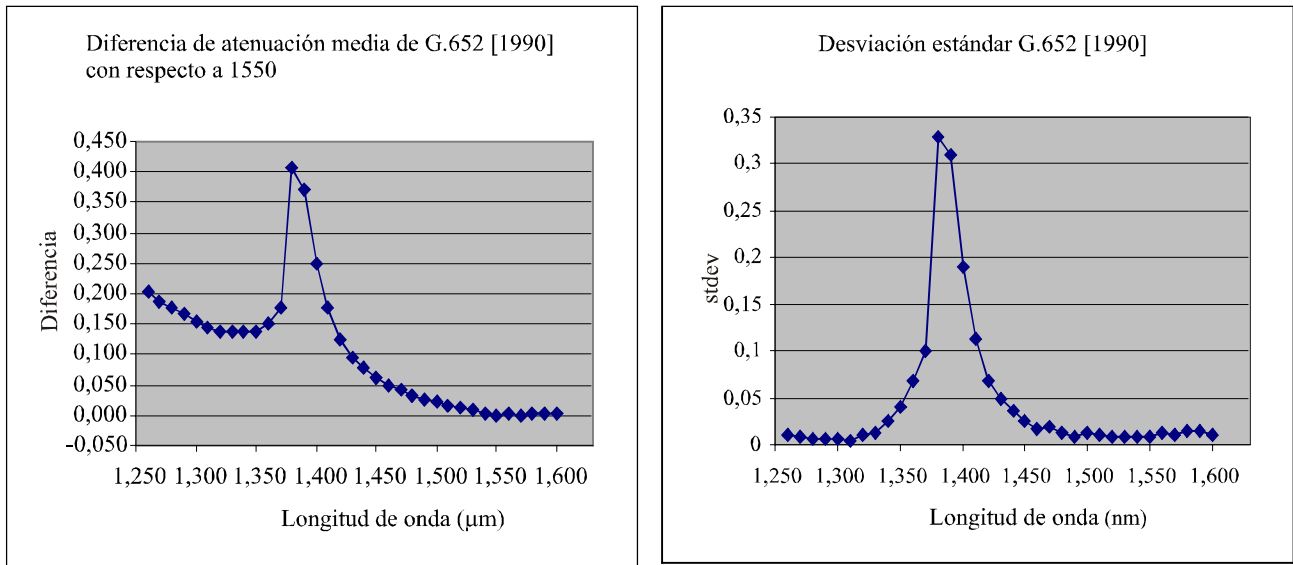
Cuadro 10-3 – Estadísticas de coeficiente de atenuación en la red central

Longitud de onda central (nm) CWDM	Cables instalados antes de 1990				Cables instalados hacia el 2000				Cables instalados en 2003			
	Atenuación de la fibra (dB/km)		Pérdida en el empalme – 2 km entre empalmes (dB/km)		Atenuación de la fibra (dB/km)		Pérdida del empalme – 2 km entre empalmes (dB/km)		Atenuación de la fibra (dB/km)		Pérdida del empalme – 2 km entre empalmes (dB/km)	
	Media	desviación estándar	Media	desviación estándar	Media	desviación estándar	Media	desviación estándar	Media	desviación estándar	Media	desviación estándar
1271	0,408	0,017	0,041	0,037	0,392	0,018	0,025	0,025	0,382	0,005	0,025	0,025
1291	0,384	0,016	0,041	0,036	0,368	0,017	0,024	0,024	0,359	0,005	0,024	0,024
1311	0,368	0,015	0,041	0,036	0,346	0,016	0,024	0,024	0,337	0,004	0,024	0,024
1331	0,341	0,015	0,041	0,035	0,326	0,015	0,024	0,024	0,317	0,004	0,024	0,024
1351	0,329	0,015	0,041	0,034	0,307	0,019	0,023	0,023	0,291	0,004	0,023	0,023
1371	0,586	0,127	0,041	0,034	0,439	0,137	0,023	0,023	0,323	0,026	0,023	0,023
1391	0,720	0,197	0,041	0,033	0,509	0,210	0,022	0,022	0,342	0,041	0,022	0,022
1411	0,436	0,074	0,041	0,033	0,348	0,082	0,022	0,022	0,280	0,016	0,022	0,022
1431	0,316	0,028	0,041	0,032	0,277	0,033	0,022	0,022	0,248	0,006	0,022	0,022
1451	0,269	0,017	0,041	0,031	0,246	0,018	0,021	0,021	0,230	0,004	0,021	0,021
1471	0,240	0,015	0,041	0,030	0,226	0,012	0,021	0,021	0,216	0,003	0,021	0,021
1491	0,225	0,017	0,041	0,030	0,213	0,012	0,021	0,021	0,205	0,003	0,021	0,021
1511	0,216	0,018	0,041	0,029	0,204	0,010	0,020	0,020	0,197	0,003	0,020	0,020
1531	0,210	0,020	0,041	0,028	0,198	0,010	0,020	0,020	0,191	0,003	0,020	0,020
1551	0,207	0,022	0,042	0,028	0,194	0,010	0,019	0,019	0,186	0,003	0,019	0,019
1571	0,206	0,025	0,043	0,029	0,192	0,010	0,019	0,019	0,184	0,004	0,019	0,019
1591	0,211	0,027	0,045	0,032	0,195	0,010	0,018	0,018	0,187	0,004	0,018	0,018
1611	0,220	0,028	0,049	0,034	0,203	0,010	0,018	0,018	0,194	0,004	0,018	0,018

NOTA 1 – En cada intervalo, longitud de onda central $\pm 6,5$ nm, se utiliza el valor más alto.

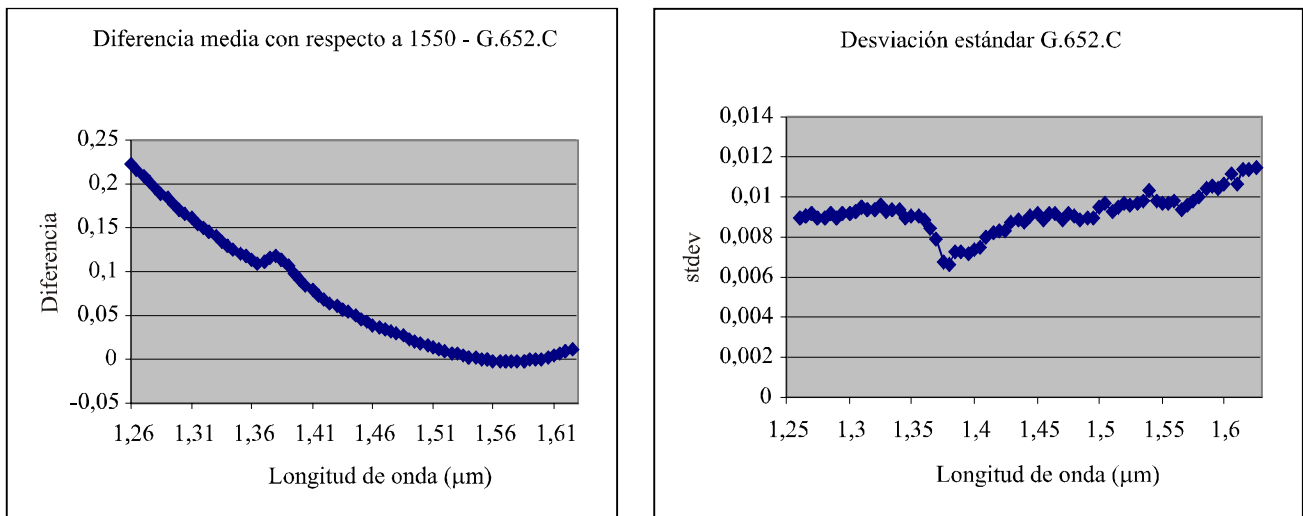
NOTA 2 – Las 6 longitudes de onda OTDR utilizadas son: 1241 nm, 1310 nm, 1383 nm, 1550 nm, 1625 nm y 1642 nm.

Las siguientes figuras representan las observaciones de variación del coeficiente de atenuación según la longitud de onda realizadas por un fabricante de cable de fibra, con respecto al valor de 1550 nm. Estos valores se utilizaron para redactar la Rec. UIT-T G.695.



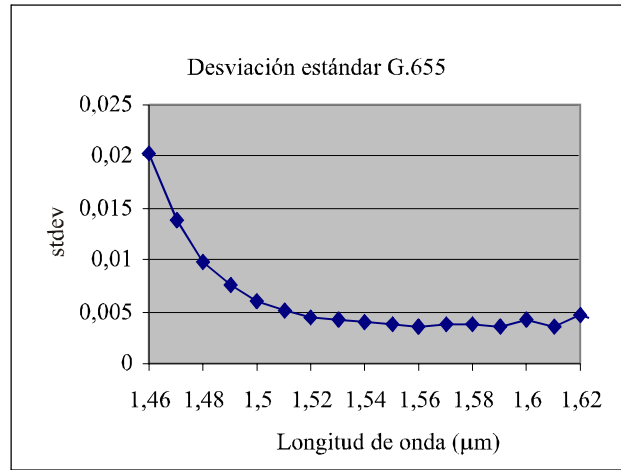
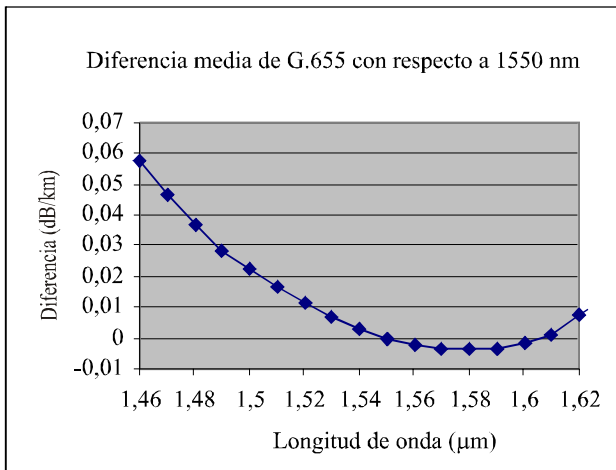
G.SUPP.39_F10-5

Figura 10-5 – Valor medio y desviación estándar para la diferencia del coeficiente de atenuación con respecto a 1550 nm – G.652 hacia 1990



G.SUPP.39_F10-6

Figura 10-6 – Valor medio y de desviación estándar para la diferencia del coeficiente de atenuación con respecto a 1550 nm – G.652.C

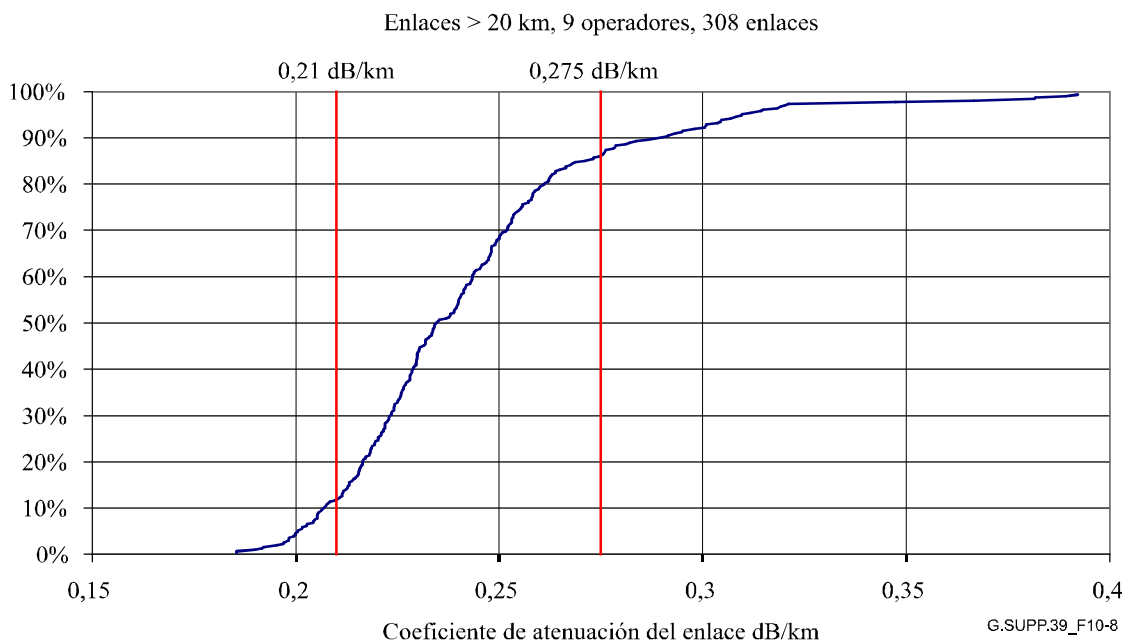


G.SUPP.39_F10-7

Figura 10-7 – Valor medio de la desviación estándar para la diferencia del coeficiente de atenuación con respecto a 1550 nm – G.655

En el trabajo de redacción de la Rec. UIT-T G.695 se analizaron los valores de coeficiente de atenuación del enlace en 1550 nm obtenidos de algunas redes centrales en Estados Unidos, pero al fin se decidió mantener el valor de 0,275 dB/km debido a la incertidumbre en la información sobre la pérdida del enlace para la red metropolitana.

En la figura 10-8 se representa la experiencia de un proveedor de red que registró medidas para 308 enlaces de 9 operadores de redes en un entorno metropolitano con una longitud de enlace superior a 20 km. Estas medidas realizadas entre 2003 y 2005 confirman los valores determinados en la Rec. UIT-T G.695 para estos entornos.



G.SUPP.39_F10-8

Figura 10-8 – Probabilidad de pérdida para un coeficiente de atenuación de enlace en 1550 nm y longitud de enlace > 20 km

10.3 Diseño estadístico de la dispersión cromática

10.3.1 Antecedentes

Cuando se combinan distintos componentes o fibras, la dispersión cromática del conjunto es el total de los valores de dispersión cromática de los componentes, para cada una de las longitudes onda. La variación de la dispersión total de los enlaces dependerá de las distribuciones de los productos utilizados en los mismos.

NOTA – En las cláusulas siguientes, se muestran ejemplos para tipos específicos de fibra y cable. Estos ejemplos no tienen por qué ser ampliamente representativos.

El coeficiente de dispersión cromática de la fibra, $D(\lambda)$, se mide en función de la longitud de onda λ por métodos bosquejados en la Rec. UIT-T G.650.1, *Definiciones y métodos de prueba de los atributos lineales y determinísticos de fibras y cables monomodo*. Para una determinada gama de longitudes de onda, se suele representar por una fórmula cuyos parámetros pueden variar entre fibras para un determinado diseño de fibra. Ciertas formulas aparecen en la Rec. UIT-T 650.1, siendo las unidades comunes ps/nm·km. Para los componentes, se pueden utilizar tipos de expresiones semejantes para caracterizar la dispersión cromática, $CD(\lambda)$ en ps/nm.

10.3.2 Estadística del coeficiente de dispersión cromática

La metodología de caracterización adecuada para la estadística de concatenación de una distribución sencilla, o para una combinación de distribuciones, consiste en calcular el coeficiente de dispersión para cada una de las longitudes de onda del intervalo de aplicación, para cada segmento de fibra individual. Esto crea una distribución de valores del coeficiente de dispersión para cada longitud de onda. En las figuras 10-9 y 10-10 se muestra la distribución para una fibra del tipo G.655 y dos longitudes de onda seleccionadas.

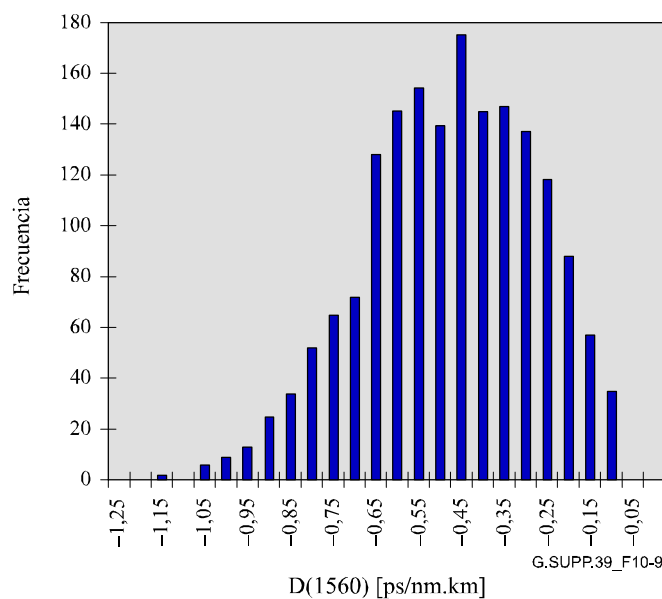


Figura 10-9 – Histograma de valores del coeficiente de dispersión a 1560 nm

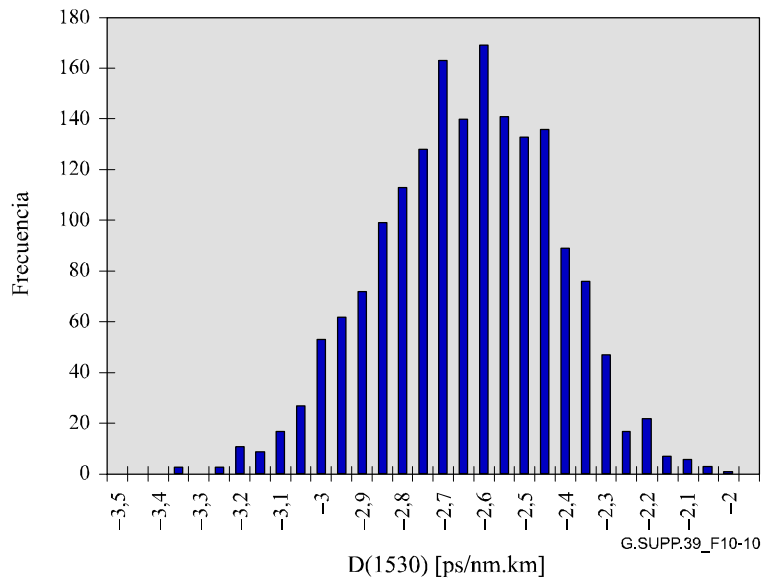


Figura 10-10 – Histograma de valores del coeficiente de dispersión a 1530 nm

La distribución para cada una de las longitudes de onda se caracteriza por un valor medio y un valor de desviación típica como en las figuras 10-11 y 10-12.

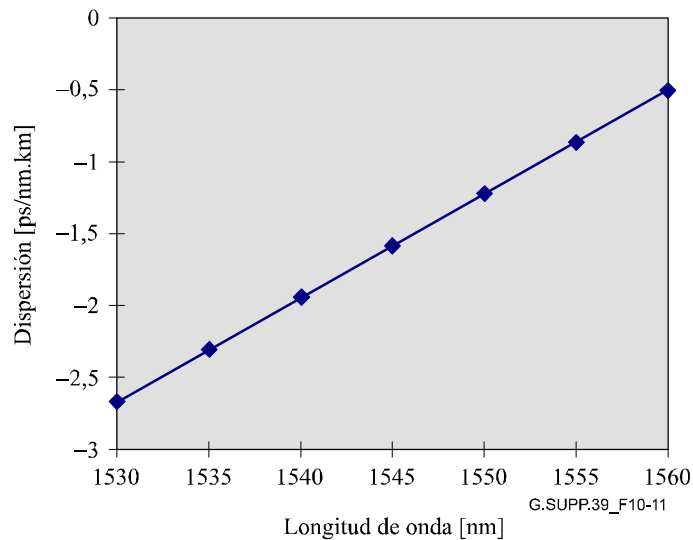


Figura 10-11 – Coeficiente de dispersión medio en función de la longitud de onda

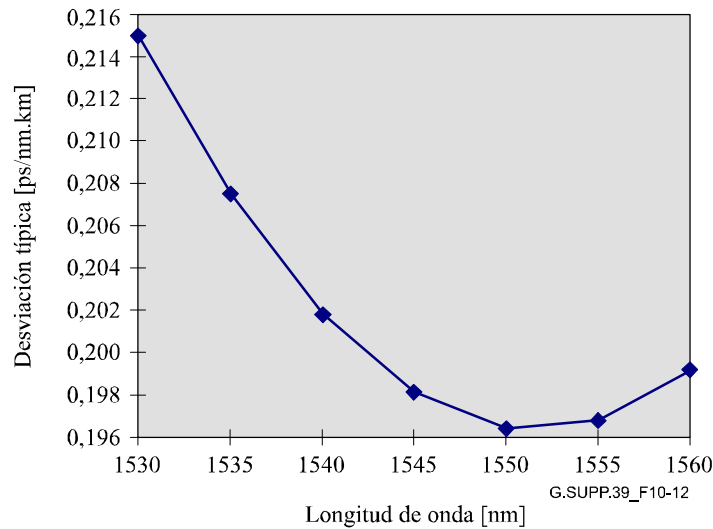


Figura 10-12 – Desviación típica del coeficiente de dispersión en función de la longitud de onda

Obsérvese que la relación lineal representa la media mientras que la relación cuadrática representa la desviación típica. Esto se debe en parte a la representación lineal del coeficiente de dispersión con la longitud de onda. Los datos de los ejemplos de las figuras 10-11 y 10-12 pueden ajustarse empíricamente para obtener fórmulas en función de la longitud de onda, λ , (nm):

$$\mu(\lambda) = 0,072(\lambda - 1567) \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2a)$$

$$\sigma(\lambda) = 0,1964 + 3,97 \times 10^{-5}(\lambda - 1551,6)^2 \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2b)$$

siendo μ la media y σ la desviación típica.

10.3.3 Estadística de concatenación para una sola población de fibras ópticas

Esta estadística se basa en hipótesis gaussianas. Los ejemplos se calculan al nivel de "3 sigmas" para una P_{th} (umbral de probabilidad de aceptación del sistema) de 0,13% por encima y por debajo de los límites. Se pueden escoger otros niveles de probabilidad.

Suponiendo longitudes iguales, el coeficiente de dispersión de la concatenación de fibras es el promedio del coeficiente de dispersión de las fibras individuales:

$$\bar{D}(\lambda) = \frac{1}{n} \sum_i D(\lambda)_i \quad (10-3)$$

Utilizando el teorema de límite central, estos promedios pueden variar en torno al promedio de los promedios con arreglo a una distribución aleatoria gaussiana. Utilizando un límite fijo de probabilidad que contenga el 99,7% (0,13% por encima y 0,13% por debajo) de la distribución, los valores límite del coeficiente de dispersión del enlace, D_{Tot} , vienen dados por:

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm \frac{3}{\sqrt{n}} \sigma(\lambda) \quad (10-4a)$$

Suponiendo un valor conservador de n , asociado a una longitud máxima de segmento de fibra de L_{Seg} en un enlace de L_{Tot} , la ecuación 10-4a puede escribirse del siguiente modo:

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm 3 \left(\frac{L_{Seg}}{L_{Tot}} \right)^{1/2} \sigma(\lambda) \quad (10-4b)$$

Los límites del valor de la dispersión del enlace, CD_{Tot} , son justamente los límites de un valor igual al coeficiente de dispersión del enlace multiplicado por la longitud del enlace:

$$CD_{Tot}(\lambda) = L_{Tot}\mu(\lambda) \pm 3(L_{Seg}L_{Tot})^{1/2}\sigma(\lambda) \quad (10-5)$$

El cuadro 10-4 muestra los valores calculados para la población de la sección anterior suponiendo que la longitud del enlace es 120 km y la longitud del segmento 5 km. Estos valores son sensiblemente inferiores al valor de -420 ps/nm que se deduciría de las especificaciones correspondientes al caso más desfavorable.

Cuadro 10-4

Longitud de onda	$CD_{mín}$	$CD_{máx}$
1530 nm	-336 ps/nm	-304 ps/nm
1540 nm	-249 ps/nm	-219 ps/nm

Cuando la distribución se base en mediciones de subsecciones de los enlaces instalados, se sustituirá la longitud, L_{Seg} , por la longitud de las subsecciones medidas, o por un valor superior representativo de la longitud de las subsecciones más largas del enlace.

10.3.4 Estadística de concatenación para varias poblaciones, incluidos los componentes

Se expande la notación poniendo a las funciones de media y desviación típica los subíndices I, II , etc. así como añadiendo, por ejemplo, L_{I-Tot} , para la contribución de la longitud del enlace del tipo de fibra I y n_A para el número de componentes de tipo A.

Una vez más los límites de probabilidad se calculan por asociación con una distribución gaussiana de $\pm 3\sigma$ aunque las ecuaciones se separan en la "parte media" y en la "parte desviación típica" antes de combinarlas. La media de la dispersión es:

$$\mu\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = L_{I-Tot}\mu_I(\lambda) + L_{II-Tot}\mu_{II}(\lambda) + n_A\mu_A(\lambda) + n_B\mu_B(\lambda) \quad (10-6a)$$

La desviación típica de la dispersión total es:

$$\sigma\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = [L_{I-Seg}L_{I-Tot}\sigma_I^2(\lambda) + L_{II-Seg}L_{II-Tot}\sigma_{II}^2(\lambda) + n_A\sigma_A^2(\lambda) + n_B\sigma_B^2(\lambda)]^{1/2} \quad (10-6b)$$

Por consiguiente los límites son:

$$CD_{Tot}(\lambda) = \mu[CD_{Tot}(\lambda)] \pm 3\sigma[CD_{Tot}(\lambda)] \quad (10-6c)$$

La adición de más fibras o tipos de componentes puede realizarse con una sencilla ampliación de las fórmulas anteriores.

Obsérvese que estas fórmulas presentan una situación tal que puede inducir a pensar que todos los compensadores podrían situarse en la misma posición. Esto no suele hacerse, ya que normalmente los compensadores se distribuyen para reducir la dispersión local máxima en el enlace.

Estas fórmulas se ilustran para una combinación de una distribución de fibras G.652 y una distribución de componentes de compensación de la dispersión definidos en la Rec. UIT-T G.671. Se suponen los siguientes parámetros de enlace:

$$L_{Tot} = 400 \text{ km}, \quad L_{Seg} = 10 \text{ km}, \quad n_{DC} = 5$$

La estadística de la fibra correspondiente al coeficiente de dispersión cromática (ps/nm·km) en función de la longitud de onda (nm) se muestra en las figuras 10-13 y 10-14.

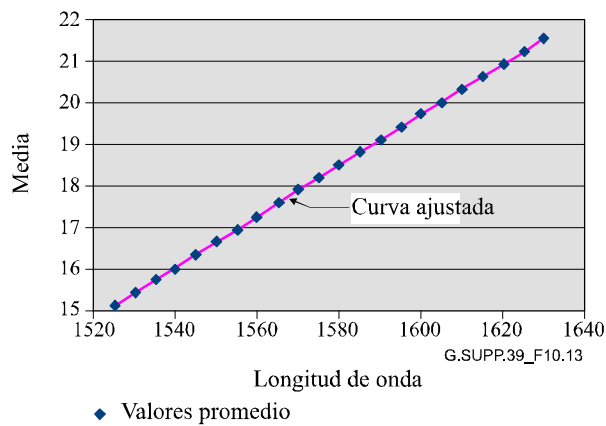


Figura 10-13 – Coeficiente medio de dispersión cromática de la fibra G.652

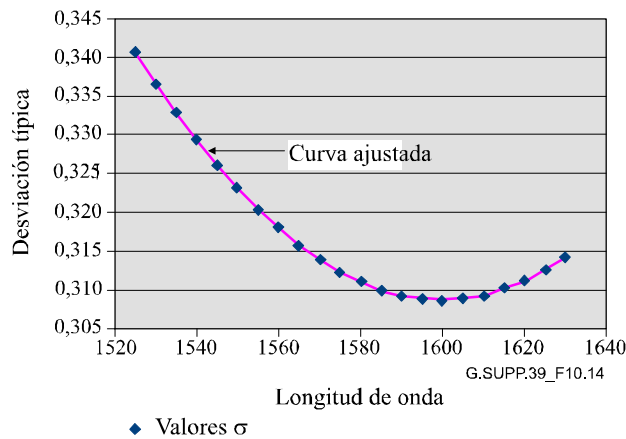


Figura 10-14 – Desviación típica del coeficiente de dispersión cromática de la fibra G.652

La fórmula para la línea ajustada de la figura 10-13 es la siguiente:

$$\mu(\lambda) = -77,403 + 0,0607 \times \lambda \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-7a)$$

expresándose λ en nm.

La fórmula para la curva ajustada de la figura 10-14 es la siguiente:

$$\sigma(\lambda) = 15,013 - 18,384 \times 10^{-3} \times \lambda + 5,746 \times 10^{-6} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-7b)$$

La estadística de compensación de la dispersión se muestra en las figuras 10-15 y 10-16.

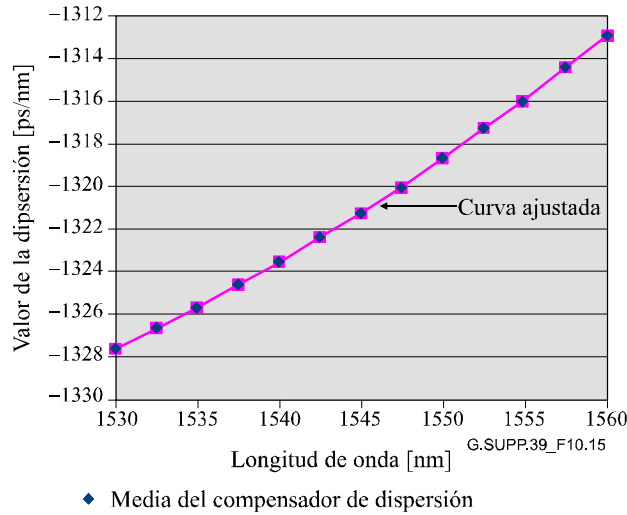


Figura 10-15 – Media del compensador de dispersión

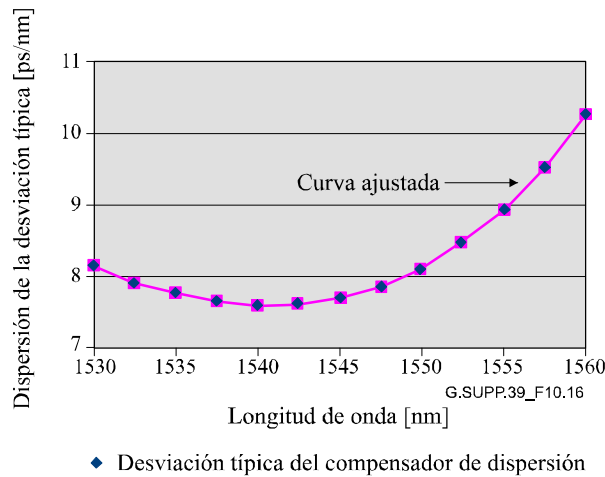


Figura 10-16 – Desviación típica del compensador de dispersión

La fórmula de la curva ajustada de la figura 10-15 es la siguiente:

$$\mu(\lambda) = 8,010 \times 10^3 - 12,5698 \times \lambda + 4,227 \times 10^{-3} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8a)$$

La fórmula de la curva ajustada de la figura 10-16 es la siguiente:

$$\sigma(\lambda) = -3,4612 \times 10^5 + 6,824 \times 10^2 \times \lambda - 0,4484 \times \lambda^2 + 9,818 \times 10^{-5} \times \lambda^3 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8b)$$

Combinando estas estadísticas con arreglo a las fórmulas de las ecuaciones 10-6a, 10-6b y 10-6c, y utilizando las hipótesis del enlace (fibra de 400 km, segmentos de 10 km y 5 compensadores de dispersión), se obtienen los resultados de la figura 10-17. Obsérvese que se presenta el menor de los dos intervalos de caracterización de longitudes de onda. Aunque el intervalo de la fibra es más ancho, el caracterizado para el compensador no lo es tanto.

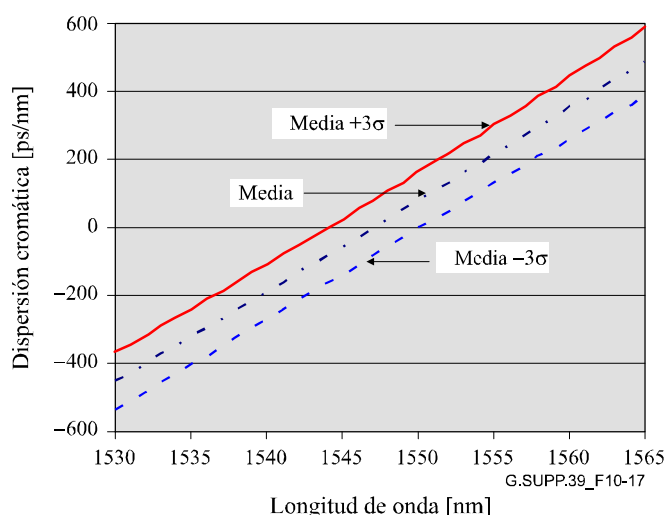


Figura 10-17 – Límites de tres sigmas para fibra G.652 y compensadores combinados

Para la banda C (1530 nm a 1565 nm), la dispersión cromática de este enlace compensado queda dentro de ± 600 ps/nm. En la Rec. UIT-T G.691 el límite para la transmisión a 10 Gbit/s, con respecto a la dispersión cromática solamente, se indica por 1000 ps/nm aproximadamente para transmisores y receptores también conformes con la Rec. UIT-T G.691.

10.4 Diseño estadístico de la dispersión por modo de polarización

El DGD varía al azar de acuerdo con una distribución de Maxwell caracterizada por el valor de la PMD. La PMD del cable de fibra óptica se especifica asimismo con arreglo a un formato estadístico que puede combinarse con los demás elementos del enlace óptico para determinar un DGD máximo definido como límite de probabilidad. Véase el apéndice I/G.650.2, en el que figura una descripción de la especificación estadística de la PMD para el cable de fibra óptica. En Rec. UIT-T G.671 se explica cómo combinar las especificaciones de la PMD de otros elementos del enlace con las del cable de fibra óptica para determinar un DGD máximo combinado para el enlace.

$$DGD_{\text{máx}}_{\text{link}} = \left[DGD_{\text{máx}}^2_F + S^2 \sum_i PMD_{Ci}^2 \right]^{1/2} \quad (10-9)$$

siendo:

$DGD_{\text{máx}}_{\text{link}}$	el DGD máximo del enlace (ps)
$DGD_{\text{máx}}_F$	el DGD máximo del cable de fibra óptica concatenado (ps)
S	el factor de ajuste de Maxwell (véase el cuadro 10-2)
PMD_{Ci}	el valor de la PMD del i -ésimo componente (ps)

En esta ecuación se supone que la estadística del DGD instantáneo se aproxima mediante una distribución de Maxwell, con la probabilidad de que el DGD instantáneo supere $DGD_{\text{máx}}_{\text{link}}$ controlada por el valor del factor de ajuste de Maxwell obtenido del cuadro 10-5.

Véanse más detalles en CEI 61282-3 donde además figura un ejemplo detallado en el que se obtiene un DGD máximo del enlace combinado de 30 ps para una probabilidad de $1,3 \times 10^{-7}$.

Cuadro 10-5 – Factores de ajuste de Maxwell y probabilidades relacionadas

Relación entre máximo y media (S)	Probabilidad de rebasar el máximo	Relación entre máximo y media (S)	Probabilidad de rebasar el máximo
3	$4,2 \times 10^{-5}$	4	$7,4 \times 10^{-9}$
3,2	$9,2 \times 10^{-6}$	4,2	$9,6 \times 10^{-10}$
3,4	$1,8 \times 10^{-6}$	4,4	$1,1 \times 10^{-10}$
3,6	$3,2 \times 10^{-7}$	4,6	$1,2 \times 10^{-11}$
3,8	$5,1 \times 10^{-8}$		

11 Corrección de errores en recepción (FEC)

La FEC está cobrando cada vez más importancia como modo de mejorar la calidad de funcionamiento de los sistemas de transmisión óptica de larga distancia y gran capacidad, y ya está perfectamente establecida en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. La utilización de la FEC en los sistemas de transmisión óptica conduce a diseños de sistemas que pueden aceptar BER relativamente grandes (muy superiores a 10^{-12}) en la línea de transmisión óptica (antes de la decodificación). La aplicación de la FEC puede permitir que los parámetros ópticos sean sensiblemente menos estrictos y fomenta la construcción de sistemas de transmisión óptica de larga distancia y gran capacidad, rentables.

En el cuadro 11-1 se facilitan las definiciones de la terminología FEC.

Cuadro 11-1 – Terminología FEC

Bit (byte) de información	Señal digital original que ha de codificarse en FEC antes de su transmisión
Bit (byte) de paridad FEC	Bit (byte) redundante generado por la codificación FEC
Palabra código	Bit (byte) de información más el bit (byte) de paridad FEC
Velocidad de código R	Relación de la velocidad binaria sin FEC a la velocidad binaria con FEC ($R = 1$ para FEC dentro de banda)
Ganancia de codificación	Reducción de los valores Q para la BER especificada (por ejemplo, 10^{-12}) suponiendo ruido blanco o gaussiano y un receptor teórico de referencia
Ganancia neta de codificación (NCG)	Ganancia de codificación corregida por el incremento de ruido debido a la ampliación de la anchura de banda necesaria para los bits FEC suponiendo ruido blanco gaussiano (FEC fuera de banda)
Factor Q_b	Factor Q corregido por el factor de expansión de la anchura de banda $1/\sqrt{R}$
BER_{in}	BER de la señal de línea codificada (= BER de la señal de entrada al decodificador FEC)
BER_{out}	BER de la señal cliente decodificada (= BER de la señal de salida del decodificador FEC)
Códigos BCH	Códigos Bose-Chaudhuri-Hocquenghem: los códigos BCH más comúnmente utilizados son códigos binarios
Códigos RS	Códigos Reed-Solomon, subclase no binaria de códigos BCH más comúnmente utilizada
Código xxx (n, k)	xxx = clase de código (BCH o RS). n = número de bits (bytes) de la palabra código k = número de bits (bytes) de información

Actualmente, se recomiendan dos esquemas de FEC para los sistemas de transmisión óptica. Se trata de la "FEC dentro de banda" para sistemas SDH y la "FEC fuera de banda" para las redes ópticas de transporte (OTN, *optical transport network*). (La FEC fuera de banda se recomendó originalmente para los sistemas ópticos submarinos.) La terminología "dentro" y "fuera" se refiere a la anchura de banda cliente. Los bits de paridad de la FEC dentro de banda se encuentran dentro de una parte no utilizada previamente de la sección de tara de las señales SDH, de modo que no se incrementa la velocidad binaria. A diferencia de la SDH, las señales OTN que asignan espacio a los bits FEC (OTUk) tienen velocidades binarias mayores que las señales equivalentes antes de la adición de la FEC (ODUk). Por consiguiente las señales OTN se codifican utilizando FEC fuera de banda, lo que se traduce en un ligero aumento de la velocidad de línea. La Rec. UIT-T G.709/Y.1331 ofrece asimismo la opción de FEC no estándar fuera de banda optimizada para mayor eficiencia.

11.1 FEC dentro de banda en sistemas SDH

La FEC dentro de banda se describe en 9.2.4/G.707/Y.1322, anexo A/G.707/Y.1322, apéndice IX/G.707/Y.1322 y apéndice X/G.707/Y.1322. Este código es opcional en los sistemas monocanal y multicanal STM-16, -64 y -256. Este código es un BCH binario con triple corrección de errores; para ser más precisos se trata de un código BCH (4359, 4320) abreviado. Pueden corregirse hasta tres errores binarios en una palabra código de 4359 bits. La palabra código es un tren de señal entrelazada de 8 bits de 270×16 bytes obtenido de una fila de la trama STM-N. Así pues, pueden corregirse hasta 24 errores binarios continuos en cada fila de una trama STM-6, -64 ó -256.

Si se producen errores aleatorios, la BER se expresa, una vez decodificado $P_c = \text{BER}_{\text{out}}$, utilizando $\text{BER}_p = \text{BER}_{\text{in}}$ sin procesar (antes de decodificar), del siguiente modo para $N = 4359$.

$$P_c = \sum_{i=4}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times p^i \times (1-p)^{N-i} \quad (11-1)$$

11.2 FEC fuera de banda en redes ópticas de transporte (OTN)

La FEC fuera de banda se describe en 11.1/G.709/Y.1331 y anexo A/G.709/Y.1331 como modificación del código fuera de banda de la Rec. UIT-T G.975. En la Rec. UIT-T G.709/Y.1331 se especifica la interfaz de nodo de red (NNI, *network node interface*) de las OTN en la que se incluye opcionalmente el código RS(255,239). En la Rec. UIT-T G.975 se recomienda el formato de trama para sistemas submarinos y se describe asimismo la calidad de funcionamiento del código RS(255,239). Se trata de un código RS con corrección de errores en símbolos, de modo que se utiliza el número de bytes en la designación. Pueden corregirse hasta 8 bytes en la palabra código. La trama G.709/Y.1331 emplea entrelazado de 16 bytes, de modo que pueden corregirse errores continuos en 1024 bits.

Si los errores se producen aleatoriamente, la BER se expresa, una vez decodificado $P_c = \text{BER}_{\text{out}}$, utilizando la $\text{BER}_p = \text{BER}_{\text{in}}$ sin procesar (antes de decodificar), del siguiente modo:

$$P_{UE} = \sum_{i=9}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times P_{SE}^i \times (1-P_{SE})^{N-i}$$

$$p = 1 - (1 - P_{SE})^{1/8} \quad (11-2)$$

$$p_c = 1 - (1 - P_{UE})^{1/8}$$

P_{UE} es la probabilidad de que haya errores incorregibles, mientras que P_{SE} es la probabilidad de error de símbolo (byte); $N = 255$.

11.3 Ganancia de codificación y ganancia neta de codificación (NCG)

Cuando los errores tienen una distribución aleatoria en la señal de la línea codificada, un decodificador FEC reduce la BER en la línea o sin procesar hasta un valor requerido de BER de referencia dentro de la señal de cabida útil. Por consiguiente podría considerarse la ganancia de codificación como la relación entre estas tasas de errores en los bits. Para definir un parámetro de ganancia de codificación más relacionado con el sistema, se suele transformar la reducción de la BER por la FEC en un valor en dB basado en el sistema teórico de referencia. Se suele definir la ganancia de codificación como la reducción de la relación señal/ruido para una BER de referencia. Esta definición es directamente aplicable a una FEC dentro de banda porque su uso no supone aumento alguno de la velocidad binaria y por consiguiente tampoco hay ningún incremento de ruido en el circuito de decisión debido a la expansión de la anchura de banda del receptor. La calidad de funcionamiento de una FEC fuera de banda puede caracterizarse mejor mediante un parámetro de ganancia de codificación modificado. En los sistemas de transmisión inalámbricos el parámetro de ganancia neta de codificación (NCG, *net coding gain*) está perfectamente establecido para la FEC fuera de banda. Tiene en cuenta el hecho de que la extensión de anchura de banda necesaria para estos esquemas FEC está asociada a un incremento de ruido del receptor.

A partir de dicho valor NCG, puede estimarse con precisión la ganancia del sistema factible en los sistemas de relación señal óptica/ruido (OSNR, *optical signal-to-noise ratio*) limitada. En este caso, la reducción de la relación señal/ruido eléctrica como consecuencia de la mayor BER de la línea refleja la reducción admisible en la OSNR. En los sistemas afectados por contribuciones adicionales de ruido no blanco, el compromiso entre la reducción de sensibilidad debida a la expansión de anchura de banda y la ganancia de codificación es mucho más complejo. El parámetro NCG es una buena medida a efectos de la comparación de esquemas FEC de alta eficiencia con velocidades de códigos distintas (pero semejantes) utilizadas en sistemas de larga distancia. Debe observarse, no obstante, que esta comparación sólo es válida en sistemas limitados por fuentes de ruido blanco. En el caso de que haya una penalización significativa debida a degradación de la señal (casi determinista), la penalización puede aumentar rápidamente con la velocidad binaria e invalidar la comparación. Incluso en los sistemas que funcionan en un régimen de transmisión por fibra marcadamente no lineal, la aplicación de NCG tiene un valor limitado debido al hecho de que el ruido asociado no puede caracterizarse por ruido gaussiano blanco.

NOTA 1 – En casos especiales de utilización de la codificación FEC para reducir la OSNR mínima admisible (por ejemplo para aumentar el número de canales), la reducción de la OSNR puede ser mayor que la ganancia neta de codificación. Esto se debe a que, cuando el ruido del circuito de decisión tiene una contribución significativa de otra fuente distinta de la OSNR para un aumento del ruido total, el incremento de la contribución de ruido debido exclusivamente a la OSNR es mayor que el incremento total.

Definición de la ganancia neta de codificación

La NCG se caracteriza tanto por la velocidad de código R como por la BER_{in} máxima admisible de la señal de entrada al decodificador FEC, que puede reducirse a una $BER_{out} = B_{ref}$ de referencia por aplicación del algoritmo FEC. Además, la NCG debe referirse a un canal binario simétrico con ruido gaussiano blanco añadido:

$$NCG = 20 \log_{10} \left[\operatorname{erfc}^{-1}(2 B_{ref}) \right] - 20 \log_{10} \left[\operatorname{erfc}^{-1}(2 B_{in}) \right] + 10 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (11-3)$$

siendo erfc^{-1} la inversa de la función de error complementaria $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$.

NOTA 2 – $R = 1$ para FEC dentro de banda.

Véanse las figuras 11-1 y 11-2.

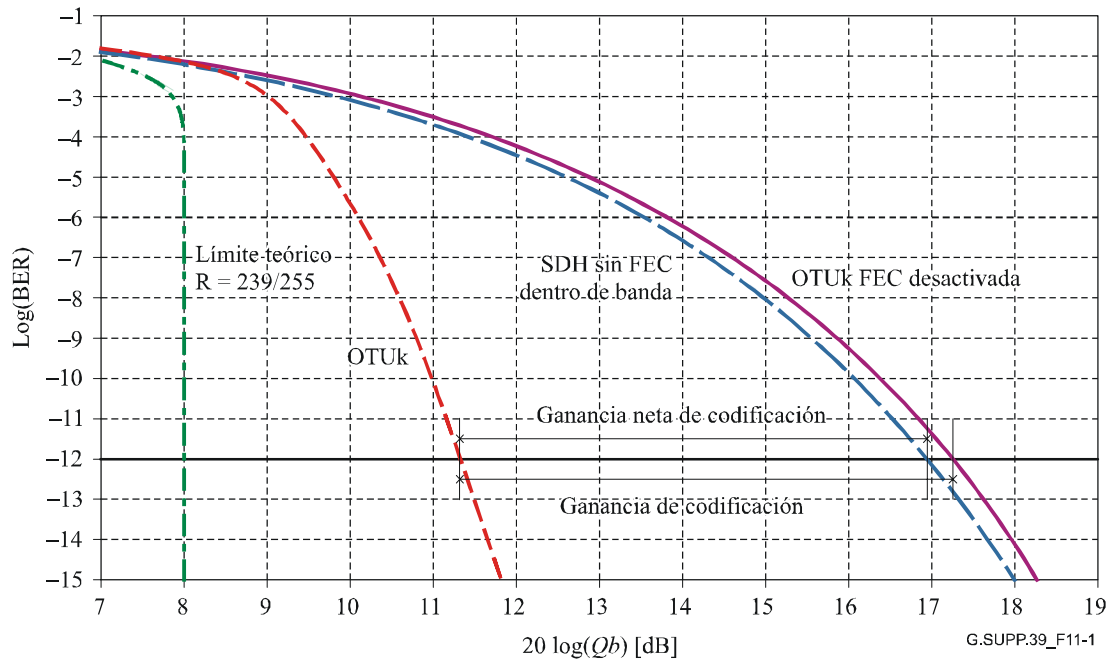


Figura 11-1 – Estimación de la calidad de funcionamiento del esquema FEC G.709/Y.1331

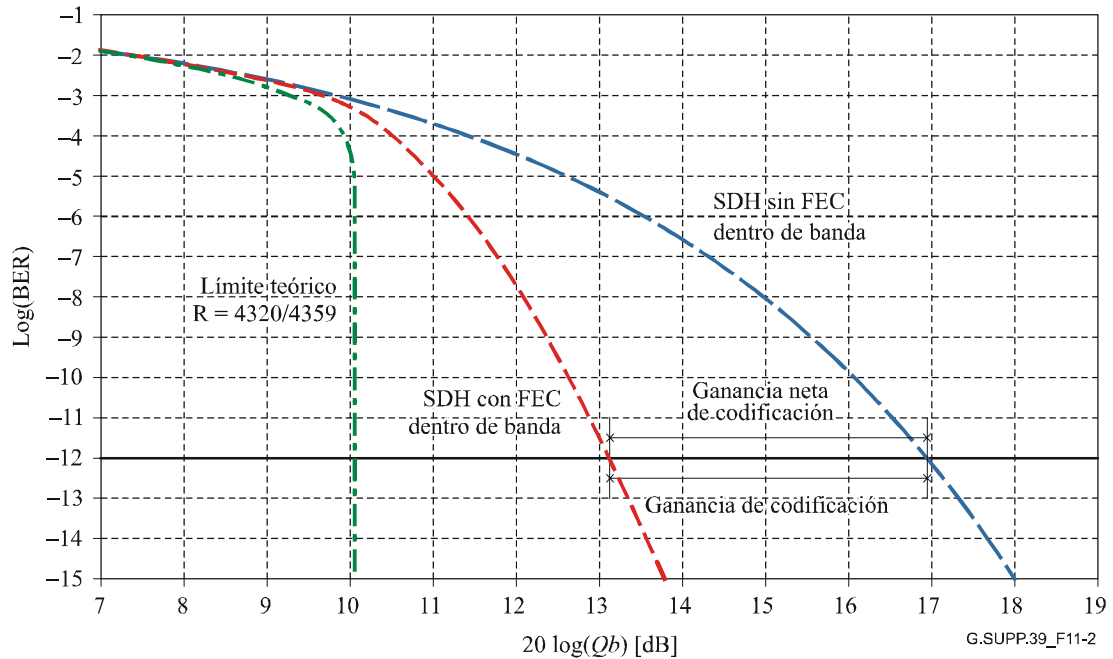


Figura 11.2 – Estimación de la calidad de funcionamiento del esquema FEC G.707/Y.1322

Obsérvese que:

$$20 \log_{10} Qb = 20 \log_{10} Q - 10 \log_{10} R \quad (11-4)$$

El eje horizontal es $20\log_{10}Qb$ en dB mientras que el vertical es $\text{Log}(\text{BER})$. La ganancia neta de codificación en términos de $20\log_{10}Qb$ es equivalente a la reducción de OSNR admisible cuando el sistema de línea utiliza amplificadores ópticos y el ruido inducido por ASE es la única fuente significativa de ruido en el circuito de decisión.

Véase el cuadro 11-2.

Cuadro 11-2 – Calidad de funcionamiento de las FEC estándar

	BCH (4359,4320) con FEC dentro de banda	RS (255,239) con FEC fuera de banda
Aplicación	SDH	OTN
BER_{in} para $\text{BER}_{\text{out}} = \text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$	$2,9 \times 10^{-6}$	$1,8 \times 10^{-4}$
Ganancia de codificación ($\text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$) en dB	3,8	5,9
Ganancia neta de codificación ($\text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$) en dB	3,8	5,6
Velocidad de código	1	239/255

11.4 Límites teóricos de la NCG para algunas FEC no estándar fuera de banda

A partir de los resultados básicos de la teoría de información, por ejemplo, los mostrados en [23], pueden determinarse los límites de NCG en función de la velocidad binaria. El cuadro 11-3 muestra algunos resultados para $\text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$.

Cuadro 11-3 – Límites teóricos de la NCG

Expansión de la anchura de banda en %	Velocidad binaria R	NCG en dB ($\text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$)
5	0,952	8,6
7	0,935	9,0 (nota)
10	0,909	9,4
15	0,870	9,9
20	0,833	10,3
25	0,800	10,6

NOTA – Corresponde a la velocidad binaria de la FEC estándar fuera de banda.

11.5 Hipótesis estadística para la ganancia de codificación y la NCG

Los resultados de la evaluación de la calidad de funcionamiento del cuadro 11-2 son válidos en la hipótesis de que los errores se presenten de un modo estadísticamente aleatorio. Aquí, se define el error aleatorio por la siguiente función de probabilidad.

$$P_k(t) = \frac{(\rho t)^k}{k!} \exp\{-\rho t\} \quad (11-5)$$

La ecuación 11-5 es la conocida definición de estadística aleatoria de Poisson, y define la probabilidad de que se produzcan eventos aleatorios por k -ésima vez en el intervalo temporal t . Sustituyendo $k = 1$ en la ecuación 11-5 se obtiene la estadística de errores de 1 bit. La curva teórica de estadística aleatoria de ocurrencia de errores de 1 bit se representa en la figura 11-3 para una BER media de 1×10^{-6} .

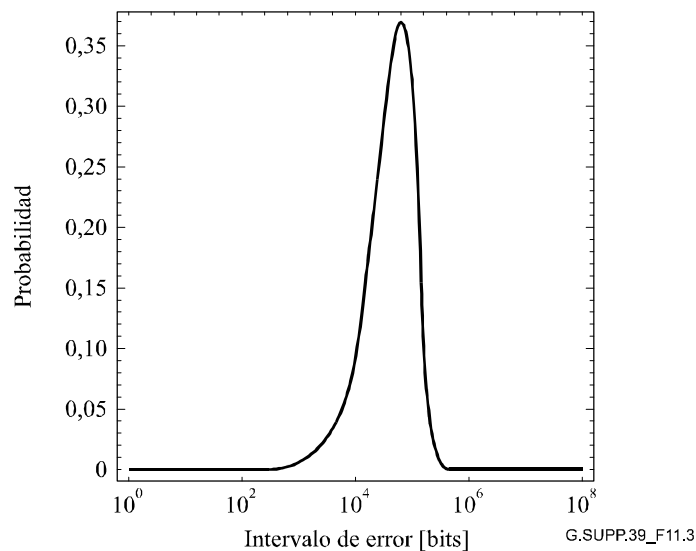


Figura 11-3 – Curva teórica de probabilidad de error de 1 bit con respecto al intervalo de tiempo

Obsérvese que el eje horizontal es logarítmico. Si la estadística de errores sigue la curva de la figura 11-2, la calidad de funcionamiento de la FEC sigue la predicción teórica descrita en el cuadro 11-2. El caso en el que la estadística de error no se ajusta a la curva teórica de la figura 11-2 queda en estudio.

Hay varias fuentes de generación de errores en los sistemas de transmisión óptica, tales como el ruido ASE, la GVD y la PMD. Además, los efectos no lineales pueden degradar la calidad de funcionamiento de la señal mediante la automodulación de fase (SPM), la dispersión de Brillouin estimulada (SBS, *stimulated Brillouin scattering*), la inestabilidad de la modulación (MI, *modulation instability*) en los sistemas monocanal, la modulación de fase cruzada (XPM), la mezcla de cuatro ondas (FWM), y la dispersión de Raman estimulada (SRS, *stimulated Raman scattering*) en los sistemas multicanal. La FEC ha demostrado ser eficaz en los sistemas limitados por OSNR así como en los sistemas limitados por dispersión. En cuanto a los efectos no lineales, la reducción de la potencia de salida limita la OSNR, contra lo cual la FEC resulta útil. No obstante, la FEC resulta menos eficaz contra la PMD. Por consiguiente, el tratamiento de la PMD es un tema que queda en estudio. Los candidatos de la relajación de parámetros ópticos con FEC se describen a continuación. Una combinación de candidatos queda en estudio.

11.6 Candidatos para la relajación de parámetros

Utilizando la FEC, los parámetros ópticos pueden relajarse si se mantiene válida la hipótesis de la estadística de errores aleatorios.

11.6.1 Relajación de las características del transmisor y/o receptor

La BER máxima puede relajarse desde 10^{-12} hasta los valores enumerados en la tercera fila del cuadro 11-2 para la relajación máxima. Esto permite reducir la relación señal/ruido en el circuito de decisión. Suponiendo que una determinada OSNR de un sistema de referencia sin FEC es suficiente para producir la BER requerida, la ganancia de codificación obtenida al incorporar la FEC al sistema puede utilizarse para relajar los parámetros de los componentes en el transmisor y/o receptor. Hay muchos parámetros que podrían aprovecharse de esto. Por ejemplo, los requisitos de: potencia total inyectada, plantilla del diagrama en ojo, tasa de extinción, ruido eléctrico en los receptores PIN, factor de ruido en los preamplificadores ópticos, aislamiento de los filtros demultiplexores o, hasta cierto punto, la característica de la función de transferencia del receptor que determina la interferencia intersímbolos y la anchura de banda de ruido antes de la decisión.

11.6.2 Reducción de los niveles de potencia de salida para ahorrar potencia de bombeo

La reducción de los niveles de potencia de salida del transmisor y de los amplificadores de línea en el valor NCG provoca la reducción de la OSNR en el extremo de la cadena amplificadora óptica. El aumento del ruido eléctrico asociado y, por consiguiente, el de la BER se compensan mediante FEC. Puede utilizarse el mismo principio en aplicaciones de un solo tramo con un receptor preamplificado ópticamente. El despliegue de FEC en un sistema de un solo tramo sin receptor preamplificado ópticamente supone un ahorro de la potencia de salida del transmisor de sólo la mitad del valor de NCG, porque en este caso el sistema está limitado por el ruido eléctrico del receptor.

11.7 Candidatos para la mejora de las características del sistema

11.7.1 Reducción de los niveles de potencia para evitar la no linealidad

La reducción de los niveles de potencia de salida y de entrada de los amplificadores ópticos obliga a que un sistema limitado por los efectos no lineales se convierta en limitado por OSNR, con tal de que los demás parámetros permanezcan invariables. La reducción de potencia conforme al valor de la NCG e incluso más es viable como se indica en la nota de 11.3. Por ejemplo, una vez reducidos los niveles de potencia, los parámetros del sistema multicanal para fibra G.652 y G.655 pueden aplicarse también a la fibra G.653. Así pues, existe la posibilidad de que la especificación de un sistema común resulte válida para todos los tipos de fibra.

11.7.2 Incremento de la atenuación máxima del tramo

Si el sistema multitramo no está limitado por la dispersión cromática (utilizando fibra G.652 con acumulación de la dispersión, G.653 o G.655), puede ampliarse la distancia objetivo del tramo. La potencia de entrada de cada amplificador de línea puede reducirse en la cantidad de ganancia neta de codificación. Por consiguiente, la atenuación máxima del tramo puede incrementarse en la cantidad de la ganancia neta de codificación (caso máximo). Esta relajación permite suprimir repetidores innecesarios en un sistema cuya atenuación sea ligeramente superior a la especificada. La ampliación de la distancia de un sistema limitado por la dispersión queda en estudio.

NOTA – En un sistema de un solo tramo sin preamplificador, el incremento de la atenuación máxima del trayecto es solamente la mitad del valor de la NCG debido a que, en este caso, el sistema está limitado por el ruido eléctrico del receptor.

11.7.3 Incremento del número máximo de tramos en un sistema de larga distancia

La distancia objetivo total de un sistema de larga distancia puede ampliarse enormemente incrementando el número de tramos (así como el de amplificadores de línea) suponiendo que la dispersión cromática y la dispersión por modo de polarización no sean factores limitativos (o sea que los sistemas sigan estando limitados por la OSNR). Siempre que la atenuación de cada tramo sea la misma y permanezca constante, puede incrementarse el número máximo de tramos en un factor dado por el valor de la NCG. En el caso de FEC fuera de banda estándar, la distancia objetivo puede incrementarse en un factor de casi 4. La ampliación de la distancia de los sistemas no limitados por la OSNR queda en estudio.

11.7.4 Incremento del número de canales en sistemas de alta capacidad

Si un sistema multitramo está limitado por la potencia de salida de los amplificadores ópticos el número de canales puede incrementarse en un factor dado por el valor de la NCG. En el caso de FEC fuera de banda estándar, el número de canales puede incrementarse en un factor de casi 4. Debe observarse que esta solución puede utilizarse siempre que el sistema de referencia no esté soportado por efectos no lineales que puedan variar reduciendo la potencia del canal. Por ejemplo la SPM no puede utilizarse para compensar la dispersión cromática si la potencia del canal es inferior al umbral de SPM.

12 Compatibilidad transversal y longitudinal de la capa física

En esta cláusula se describe la compatibilidad transversal de la capa física tal como se utiliza en las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.693 y G.959.1. Se facilitan asimismo definiciones de las posibles configuraciones que podrían formar la base de la futura normalización de los sistemas multitramo.

Todas las configuraciones estudiadas aquí corresponden a sistemas punto a punto. Los esquemas de mayor complejidad que los expuestos quedan en estudio.

12.1 Compatibilidad transversal de la capa física

12.1.1 Compatibilidad transversal de la capa física de un solo tramo

En las Recs. UIT-T G.957, G.691, G.693 y G.959.1 las aplicaciones se definen como "transversalmente compatibles", lo que supone que los extremos de una sección óptica puedan terminarse con equipos de distintos fabricantes. Esto se ilustra en la figura 12-1. Así pues, es necesario disponer de un conjunto completo de definiciones de parámetros y valores asociados en los puntos de interfaz MPI-S y MPI-R para hacer posible dicha interfaz.

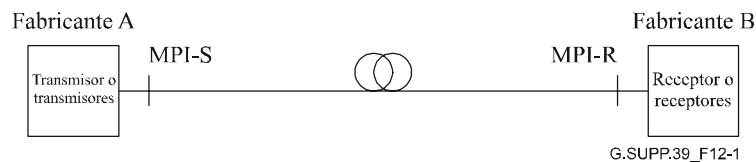


Figura 12-1 – Compatibilidad transversal de la capa física con un solo tramo

NOTA – Los puntos de interfaz etiquetados como MPI-S y MPI-R en la figura 12-1 tienen distintas etiquetas (y distintos parámetros de interfaz) en las diversas Recomendaciones pero se aplica el mismo principio a las interfaces tanto monocanal como multicanal. Actualmente, las aplicaciones multicanal transversalmente compatibles sólo aparecen en la Rec. UIT-T G.959.1.

12.1.2 Compatibilidad transversal completa de capa física multitramo

Actualmente en la Rec. UIT-T G.691 sólo se especifican sistemas de un solo tramo. Originalmente se pretendía incluir también sistemas multitramo que empleasen amplificadores ópticos de línea como el representado en la figura 12-2. No obstante, al publicarse la primera versión de la Rec. UIT-T G.691 se acordó no incluir aplicaciones multitramo.

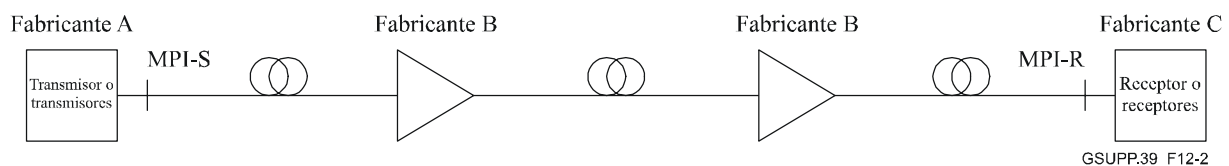


Figura 12-2 – Compatibilidad transversal completa de capa física multitramo

La figura 12-2 muestra el caso correspondiente a la compatibilidad transversal completa en la que los amplificadores son suministrados por distintos fabricantes de equipos de terminación. Este caso requiere la especificación del plan de canales y todos los detalles del canal de supervisión óptico (OSC), de utilizarse.

Este caso puede requerir asimismo la especificación de parámetros tales como los niveles de atenuación y de potencia para cada uno de los tramos, y además otros parámetros tales como la dispersión cromática, la PMD y la no linealidad a fin de "gestionarlos" en todo el enlace.

12.1.3 Compatibilidad transversal parcial de la capa física multitramo

También se puede definir una configuración adicional en la que los equipos de terminación de cada extremo del enlace sean suministrados por un único fabricante. Esto se denomina compatibilidad transversal parcial y se ilustra en la figura 12-3.

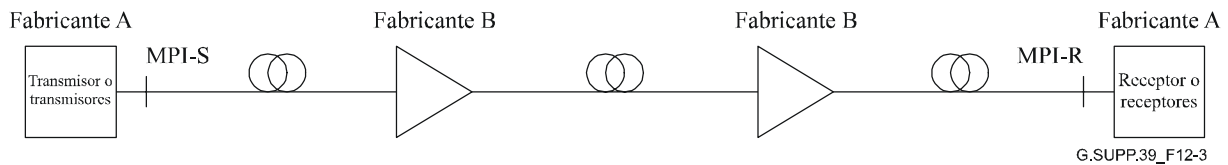


Figura 12-3 – Compatibilidad transversal parcial de capa física multitramo

Esta posibilidad alternativa podría requerir que la mayor parte de sus especificaciones coincidiesen con las de las características físicas de la compatibilidad transversal completa multitramo, excepto en que no es necesario especificar el plan de canales exacto. Se necesitaría la gama de longitudes de onda de funcionamiento.

12.1.4 Compatibilidad transversal de una sola interfaz multitramo

Una posibilidad alternativa (que podría requerir menos especificaciones de las características físicas que con la compatibilidad transversal completa multitramo) es la representada en la figura 12-4. No obstante, esta configuración no se ha estudiado en el UIT-T. Aquí, sólo se define un único punto de interfaz para el enlace (ya sea en el transmisor o en el receptor) y un único fabricante suministra todos los equipos en un lado de la interfaz.

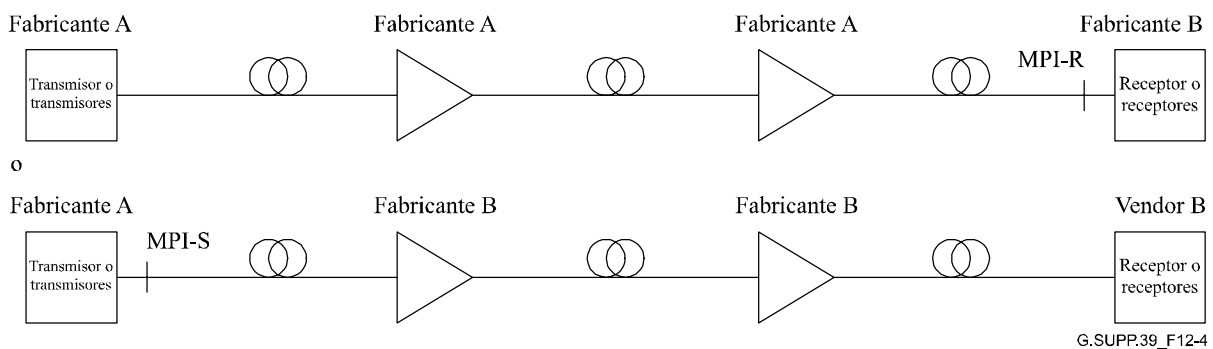


Figura 12-4 – Compatibilidad transversal de una sola interfaz multitramo

Las especificaciones de las características físicas requeridas para esta configuración quedan en estudio, aunque deberían detallar el plan de canales exacto.

12.2 Compatibilidad longitudinal de la capa física

A diferencia de lo anterior, una aplicación se define como "longitudinalmente compatible" cuando ambos extremos de la sección óptica están terminados por equipos del mismo fabricante. En este caso se requiere un conjunto de parámetros más reducido que en el caso de los sistemas transversalmente compatibles. Aquí, sólo se especifican las características del cable (atenuación, dispersión, DGD y reflexiones). En la figura 12-5 se representa un sistema longitudinalmente compatible de un solo tramo.

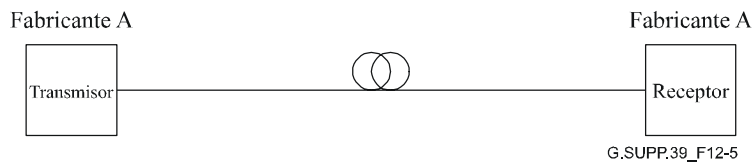


Figura 12-5 – Compatibilidad longitudinal de capa física de un solo tramo

La compatibilidad longitudinal también es posible para los sistemas multitramo, ya que éstos se asemejan a sistemas longitudinalmente compatibles de un solo tramo, en la que todos los equipos activos provengan de una sola fuente. Esto se ilustra en la figura 12-6. Como en el caso de un solo tramo, sólo se requiere la especificación de un pequeño número de parámetros, aunque la dispersión cromática y la PMD deben gestionarse para cada uno de los extremos.

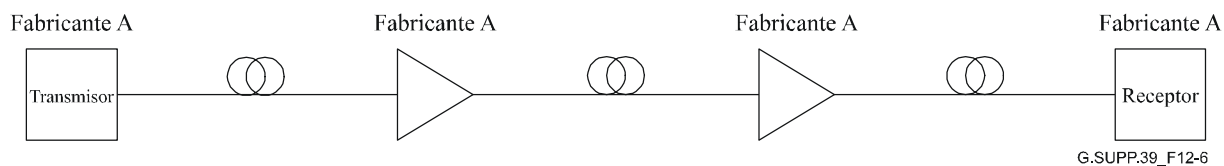


Figura 12-6 – Compatibilidad longitudinal de capa física multitramo

12.3 Ingeniería conjunta

Hay dos Recomendaciones del UIT-T que contienen secciones sobre ingeniería conjunta:

- Rec. UIT-T G.955: Proceso por el que las Administraciones u operadores acuerdan un conjunto de características de interfaz de un enlace óptico que satisfagan las características de calidad de funcionamiento acordado para el enlace cuando las especificaciones de la interfaz disponible en las Recomendaciones del UIT-T sean insuficientes para garantizar el nivel de calidad de funcionamiento.
- Rec. UIT-T G.957: En un pequeño número de casos, puede recurrirse a ingeniería conjunta para satisfacer los requisitos de las secciones ópticas en las que las especificaciones de la interfaz de esta Recomendación resulten inadecuadas. Esto sucederá probablemente cuando la atenuación requerida en la sección sea mayor (por ejemplo 2 dB) que la especificada en la Rec. UIT-T G.957, pero puede considerarse asimismo para otros parámetros.

En estos casos, corresponde a las Administraciones u operadores afectados especificar más detalladamente los aspectos del sistema para los que resultan insatisfactorias las especificaciones la Rec. G.957. Es importante subrayar que es probable de que las situaciones que requieran "ingeniería conjunta" sean diferentes, por lo que carece de sentido intentar normalizar los valores de parámetros para estos sistemas. Por contra, corresponde a las Administraciones u operadores afectados alcanzar un acuerdo en cuanto a los requerimientos y negociar con los fabricantes la viabilidad real de los mismos. Es muy probable que este proceso desemboque en que ambos extremos del enlace de transmisión sean suministrados por el mismo fabricante, que satisfará la calidad de funcionamiento requerida al optimizar conjuntamente transmisores y receptores.

Hay que subrayar que, a pesar de la inutilidad de especificar valores de parámetro para los sistemas de "ingeniería conjunta", sería aconsejable que las Administraciones u operadores y los fabricantes afectados observaran las directrices generales y el planteamiento de ingeniería de sistemas utilizado en la Rec. G.957. En particular resultaría muy conveniente utilizar las mismas definiciones de parámetros (por ejemplo sensibilidad del receptor en el punto de referencia R incluidos los efectos térmicos y de envejecimiento).

13 Consideraciones sobre el diseño de redes ópticas conmutadas

En la Rec. UIT-T G.8080/Y.1304 se exponen los fundamentos de la arquitectura de las redes ópticas conmutadas. Desde la perspectiva de la ingeniería de los sistemas ópticos de transmisión para redes ópticas conmutadas, pueden considerarse dos casos, correspondientes a la ubicación de las terminaciones 3R en la red óptica conmutada.

En el caso de que el elemento de red que lleva a cabo la conmutación de la señal óptica proporcione asimismo la terminación 3R, las secciones ópticas de ambos lados del elemento de red de conmutación puede construirse por separado. Pueden utilizarse principios de diseño correspondientes al caso más desfavorable o bien estadísticos para lograr la calidad de funcionamiento del sistema extremo a extremo coherente con la asignación de objetivos de calidad de funcionamiento expuestos en las Recs. UIT-T G.828 y G.8201.

En el caso de que el elemento de red que ejecuta la conmutación/reencaminamiento de la señal óptica no proporcione la terminación 3R (por ejemplo una interconexión óptica transparente), suele resultar bastante difícil conseguir la característica de tasa de errores en los bits en la conexión óptica conmutada sin imponer graves restricciones sobre la amplitud de la red. Por ejemplo, la acción del elemento de red de conmutación transparente para efectuar un reencaminamiento de la OMS podría provocar un nuevo trayecto de transmisión o características ópticas diferentes, posiblemente sobrepasando los límites de diseño requeridos para la calidad de funcionamiento deseada de las señales clientes soportadas por la OTS. Estos casos pueden evitarse planificando con anticipación conexiones viables para las señales reencaminadas o mediante ingeniería conjunta.

Las posibles restricciones sobre los plazos de obtención de redes ópticas conmutadas, debidas al comportamiento dinámico de los amplificadores ópticos o de otros elementos ópticos del enlace de transmisión es ajena al objeto de este Suplemento.

14 Prácticas recomendadas de seguridad frente a la potencia óptica

14.1 Observación

14.1.1 Observación de la fibra

Los extremos de las fibras y las caras de los conectores no deben observarse sin protección visual ni con dispositivos colimadores no aprobados por la entidad explotadora.

14.1.2 Medios de observación

Utilícense únicamente medios de observación con filtros o protección aprobados por la entidad explotadora.

14.2 Extremos de las fibras

14.2.1 Terminación

Los extremos de una sola fibra o de varias sin terminación (por ejemplo, en un empalme o conexión) deben cubrirse individual o colectivamente con materiales adecuados a la longitud de onda y potencia correspondientes, cuando no se esté trabajando con ellos. No deben ser fáciles de ver y las puntas no deben quedar expuestas.

Entre los métodos de recubrimiento adecuados se encuentran la utilización de fundas o cintas de empalme. Deben utilizarse siempre capuchones para los conectores sueltos.

14.2.2 Limpieza

Sólo se deben utilizar métodos aprobados por la entidad explotadora para la limpieza y preparación de las fibras ópticas y conectores ópticos. La limpieza es indispensable especialmente en los sistemas de alta potencia (por ejemplo de más de 1W). Si las caras de los extremos de los

conectores no están limpias en dichos sistemas, pueden alcanzarse temperaturas inconvenientemente altas que, en ciertos casos, pueden provocar el fenómeno de "fusión de la fibra".

Antes de activar la potencia, debe verificarse que los extremos de las fibras estén libres de toda contaminación.

NOTA – El fenómeno de "fusión de la fibra" se caracteriza por temperaturas muy elevadas asociadas a la propagación de luz blanca brillante por la fibra, que puede originar situaciones peligrosas en el sistema.

14.2.3 Atenuación de los conectores

La atenuación de los conectores puede provocar un incremento de la temperatura, especialmente en los sistemas de alta potencia. Hay que adoptar por consiguiente, las precauciones necesarias al elegir los conectores para sistemas de alta potencia. Por ejemplo, en un sistema en el que la potencia óptica inyectada en el conector sea de 2 W, una atenuación de 0,25 dB significa que hay aproximadamente 0,1 W de potencia óptica disponible que provocará calentamiento local. En un conector de ejemplo con fibra G.653 esta situación dio lugar a un aumento de la temperatura de 5° C.

14.2.4 Atenuación de los empalmes

La atenuación de los empalmes puede provocar un incremento de temperatura, especialmente en los sistemas de alta potencia. La potencia disponible para calentamiento cuando hay pérdidas en los empalmes es la misma que la de la atenuación en los conectores. El efecto de calentamiento provocado depende de si la potencia "perdida" se absorbe o no. En el caso de ser totalmente absorbida en el empalme (por ejemplo, debido a la contaminación) se producirán incrementos de temperatura considerables.

14.3 Fibras de cinta

Los extremos de una fibra de cinta cortados en bloque pueden presentar un nivel de peligro más elevado que los de una fibra única. Así pues, las fibras de cinta no deben cortarse sin separarse de la misma ni utilizar empalmadoras de cinta, salvo autorización expresa de la entidad explotadora.

14.4 Latiguillos de prueba

Cuando se utilicen latiguillos ópticos de prueba, la fuente de potencia óptica debe ser la última en conectarse y la primera en desconectarse.

14.5 Codos de la fibra

Un número excesivo de codos en la fibra puede suponer un riesgo de fallo mecánico debido a la tensión de flexión así como un punto de calentamiento local cuando la potencia de transmisión es alta. Deben evitarse los codos locales de pequeño radio.

14.6 Extensiones de placa

No deben utilizarse extensiones de placa en los transmisores ópticos ni en las tarjetas de los amplificadores ópticos. No se deben alimentar fuentes ópticas cuando se encuentren fuera de los bastidores del transmisor.

14.7 Mantenimiento

Aténganse exclusivamente a las instrucciones aprobadas por la entidad explotadora para el funcionamiento y mantenimiento del sistema sobre el que se trabaja.

14.8 Equipos de prueba

Utilícense equipos de pruebas de la clase inferior necesaria y práctica para estas labores. No deben utilizarse equipos de pruebas de clase más elevada que el nivel de peligro del emplazamiento.

14.9 Modificación

No deben introducirse sin autorización modificaciones en los sistemas de comunicaciones de fibra ni equipos asociados.

14.10 Control por llaves

En los equipos con control de llaves, las llaves deben estar bajo la custodia de una persona nombrada por la dirección a fin de garantizar su uso seguro, custodia y control total. Los duplicados de las llaves deben guardarse de acuerdo con procedimientos de control estrictos por el administrador de la línea designado.

14.11 Etiquetas

La ausencia o daño de etiquetas de seguridad óptica debe comunicarse a la administración de la línea de la entidad explotadora.

14.12 Letreros

Los letreros de precaución son necesarios en las zonas que sobrepasen el nivel de peligro 1M. Los letreros de las zonas pueden exhibirse en posiciones de menor clasificación.

14.13 Alarmas

Las alarmas del sistema, especialmente las que indican que el APR o cualquier otro sistema de seguridad está averiado, deben obtener respuesta de modo que las reparaciones tengan lugar en un plazo especificado.

14.14 Sistemas amplificados Raman

El nivel de potencia de los sistemas amplificados Raman puede dañar la fibra y otros componentes. Las siguientes orientaciones completan lo que ya se ha dicho en las cláusulas 14.2 y 14.5.

Antes de activar la potencia Rama

- Calcúlese la distancia correspondiente a una reducción de potencia a menos de 150 mW.
- Si es posible, examine los empalmes en ese tramo. Si encuentra curvas cerradas, por ejemplo de menos de 20 mm de diámetro intente eliminarlas o mejorarlas, o utilice otras fibras.
- Si no es posible examinar los empalmes, puede utilizarse un refractómetro OTDR de alta definición para identificar posibles pérdidas de conectores o de pliegues que podrían resultar en daños con alta potencia.
- Cuando se utilicen conectores, debería comprobarse si los extremos están realmente limpios. Los contaminantes metálicos son una de las principales causas de daños. Se considera que los enlaces por fusión son los menos vulnerables.

Cuando se active la potencia Raman

En algunos casos se podrá supervisar la luz reflejada en la fuente a medida que se aumenta la potencia de la bomba Raman. Si el gráfico de potencia reflejada en relación con la potencia inyectada no fuera lineal, es posible que haya un punto reflectivo que puede sufrir daños. Podría haber otros puntos que pueden sufrir daños, por ejemplo pliegues cerrados en los que el

revestimiento absorbe la potencia óptica, pero no se traducen en una señal clara en el gráfico de potencia reflejada con respecto a la potencia inyectada.

Consideraciones sobre funcionamiento

Si el nivel de amplificación disminuye con el tiempo, la causa puede ser una disminución de potencia de la bomba o pérdidas crecientes que resultan de un mecanismo que va provocando lentamente un daño, por ejemplo en la interfaz del conector. Si el técnico se limita a elevar la potencia de la bomba para restablecer la señal, puede agravar el daño o causar un fallo catastrófico.

La explicación del fallo de la fibra en un pliegue es que la luz escapa del blindaje y una parte es absorbida por el revestimiento y provoca una elevación local de temperatura y reacciones térmicas. Estas reacciones tienden a aumentar la absorción y, por tanto, el efecto del calentamiento. Al formarse una capa de carbono se produce un embalamiento de la reacción térmica y el calor generado es suficiente para fundir la fibra, que se dobla y bloquea toda la potencia óptica. Entonces, las características de transmisión cambiarán muy poco debido a una degradación en curso, hasta que ocurra el fallo propiamente dicho. Si la fibra no tiene una protección intermedia, en el momento del fallo se produce un destello que dura poco porque el revestimiento desaparece rápidamente. Las fibras con protección intermedia pueden producir más llamas, dependiendo del material. En las fibras sin sistema intermedio, la degradación subcrítica se manifiesta por una coloración del revestimiento en el vértice del pliegue.

Apéndice I

Ensanchamiento de los impulsos debido a la dispersión cromática

I.1 Objeto

Este apéndice está relacionado con 9.2.1.1. En él se ofrece una expresión de la velocidad binaria limitada por la dispersión cromática. Comienza con un resultado general publicado que contiene:

- los coeficientes de dispersión de la fibra de primer y segundo orden;
- los parámetros de anchura espectral, fluctuación y anchura de banda de modulación del transmisor.

I.2 Resultado general publicado

El resultado general inicial es el documento de referencia [24], en el que las ecuaciones se indican entre corchetes, tal como [xx]. Hay otras ecuaciones que se indican entre paréntesis (I-y). Ciertos símbolos se han modificado para mayor sencillez y para evitar la confusión con los símbolos "normalizados".

La fórmula más general en los citados documentos proporciona la anchura temporal rms de la duración del impulso de salida en función de la longitud de fibra L como:

$$\sigma(L) = \sigma_0 \left[(1 + AC)^2 + A^2(1 + V^2) + E^2(1 + V^2 + C^2)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad [26]$$

Los símbolos de las dimensiones son los siguientes:

$$V = WT, \quad C = T\Delta\omega, \quad A = \frac{L \partial^2 \beta}{T^2 \partial \omega^2}, \quad E = \frac{L \partial^3 \beta}{2T^3 \partial \omega^3} \quad [21, 22]$$

siendo β el número de onda de propagación. Además:

$$\sigma_0 = \frac{T}{\sqrt{2}} \quad [27]$$

es la duración rms del impulso de entrada (conectado directamente) para $L = 0$, siendo el impulso de entrada y el espectro de la fuente sin fluctuación, gaussianos con $\frac{1}{e}$ mitades de anchura T (en el tiempo t) y W (en la pulsación ω), respectivamente. (Obsérvese que T no es la anchura del intervalo de tiempo para una determinada velocidad binaria.) El impulso de salida suele ser no gaussiano. La fase del campo eléctrico del impulso con fluctuación es:

$$\omega_m + \Delta\omega \frac{t}{T} \quad [1]$$

siendo ω_m la pulsación y $\Delta\omega$ la desviación de frecuencia durante el impulso.

I.3 Cambio de notación

A continuación se pasará a una notación más normalizada y a anchuras rms.

Las derivadas del número de onda de propagación con respecto a la pulsación son las siguientes:

$$\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} = -\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} D_m, \quad \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} \right)^2 \left(S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m} \right) \quad (I-1)$$

evaluadas para ω_m . Aquí D_m es el coeficiente de dispersión de la fibra y S_m el coeficiente de la pendiente de dispersión de la fibra ($S = dD/d\lambda$), respectivamente, evaluados ambos para la longitud de onda media de la fuente $\lambda_m (= 2\pi c / \omega_m)$. La anchura espectral de la fuente se convierte a una anchura de fuente rms en frecuencia óptica $\nu (= \omega / 2\pi)$ de modo que:

$$\sigma_\nu = \frac{W}{2\pi\sqrt{2}} \quad (I-2)$$

Análogamente, la fluctuación de la ecuación [1] es:

$$2\pi \left(\nu_m + \frac{t\Delta\nu}{\sigma_0\sqrt{2}} \right) \quad (I-3)$$

siendo ν_m la frecuencia óptica media de la fuente y $\Delta\nu$ la desviación de frecuencia óptica durante el impulso.

Con la anterior notación, las expresiones de las ecuaciones [21, 22] se convierten en las siguientes:

$$V = 4\pi\sigma_0\sigma_\nu, \quad C + 2\pi\sqrt{2}\sigma_0\Delta\nu, \quad A = -\frac{\lambda_m^2 D_m L}{4\pi c \sigma_0^2}, \quad E = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} \right)^2 \left(\frac{S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}}{8\sigma_0^3\sqrt{2}} \right) L \quad (I-4)$$

de modo que la ecuación [26] de la duración rms del impulso de salida no gaussiano pasa a ser:

$$\sigma^2 = \left(\sigma_0 - \frac{\lambda_m^2 D_m L \Delta v}{c \sqrt{2}} \right)^2 + \left(\frac{\lambda_m^2 D_m L}{c} \right)^2 \left[(4\pi \sigma_0)^{-2} + \sigma_v^2 \right] + \frac{L^2}{8} \left\{ \left(\frac{\lambda_m^2}{c} \right)^2 \left(S_m + \frac{2 D_m}{\lambda_m} \right) \left[(4\pi \sigma_0)^{-2} + \sigma_v^2 + \frac{1}{2} (\Delta v)^2 \right] \right\}^2 \quad (\text{I-5})$$

Éste sigue siendo el resultado más general, aunque con una notación más "familiar". Tiene en cuenta la dispersión, la pendiente de dispersión y la anchura del impulso de entrada y del espectro de la fuente.

I.4 Simplificación para un caso particular

A los efectos presentes, se ignora la fluctuación y la dispersión de segundo orden. Así pues en las ecuaciones I-4 se tiene:

$$C, E = 0 \quad (\text{I-6})$$

y para simplificar la notación se prescinde del subíndice m para la evaluación a la longitud de onda media. Por consiguiente la ecuación I-5 queda reducida a:

$$\sigma^2(L) = \sigma_0^2 + \sigma_D^2(L) \quad (\text{I-7})$$

siendo el ensanchamiento temporal debido a la dispersión cromática:

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[\sigma_v^2 + (4\pi \sigma_0)^{-2} \right]^{\frac{1}{2}} = DL \left[\sigma_\lambda^2 + \left(\frac{\lambda^2}{4\pi c \sigma_0} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-8})$$

donde:

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v$$

Lo que se escribe en representaciones tanto de frecuencia como de longitud de onda, relacionadas por la anchura rms espectral de la fuente con respecto a la longitud de onda como:

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v \quad (\text{I-9})$$

La ecuación I-8 tiene en cuenta las anchuras de banda *tanto* de la modulación del impulso como del espectro de la fuente, que pueden contemplarse en el dominio de la frecuencia o en el de la longitud de onda. Por ejemplo, $(4\pi \sigma_0)^{-1}$ es efectivamente la anchura de frecuencia óptica del impulso de entrada.

Hay dos casos límite que corresponden a los resultados conocidos. Si predomina la anchura espectral de la fuente, la ecuación I-8 proporciona el resultado habitual:

$$\sigma_D \approx DL \sigma_\lambda \quad (\text{I-10})$$

(Este resultado se corresponde con la ecuación (2.4.24) de la referencia [25].) En el límite de una fuente muy coherente, la ecuación I-8 queda como:

$$\sigma_D \approx \frac{\lambda^2 DL}{4\pi c \sigma_0} \quad (\text{I-11})$$

de modo que el ensanchamiento aumenta con la anchura del impulso de entrada. (Este resultado se corresponde con la ecuación (2.4.30) de la referencia [25].)

I.5 Ensanchamiento del impulso relacionado con la velocidad binaria

Considérense impulsos sin fluctuación a una velocidad binaria B . La inversa de esta velocidad binaria es un intervalo de tiempo. Para RZ, el impulso de entrada tiene una duración que es una fracción $f (<1)$ de la duración de un impulso NRZ; esta fracción se denomina ciclo de trabajo. Como caso especial, para NRZ se tiene $f=1$. La ecuación:

$$N \sigma_0 = \frac{f}{B} \quad (\text{I-12})$$

indica que N veces el valor rms del impulso de entrada debe caber en este intervalo de tiempo, reducido por el ciclo de trabajo. El valor del factor de forma sin dimensiones N depende del tipo de impulso de entrada como se expondrá más adelante. Con la ecuación I-12 el ensanchamiento del impulso de la ecuación I-8 queda pues del siguiente modo:

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[\sigma_v^2 + \left(\frac{NB}{4\pi f} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I-13})$$

Se trabajará con preferencia en términos de frecuencia óptica y no de longitud de onda. Esto mostrará la anchura efectiva en frecuencia como la suma rms de la anchura espectral y de la anchura debida a la velocidad binaria, aumentando el ensanchamiento conforme aumentan éstos.

Como se indica en la Rec. UIT-T G.957, para un valor específico de la penalización de potencia y de la tasa de errores en los bits (BER) en el receptor, hay un límite superior para la interferencia intersímbolos admisible (ISI). Esto ocurre cuando el ensanchamiento máximo es igual a una cierta fracción $\varepsilon (<1)$ del intervalo de tiempo de la velocidad binaria NRZ, o sea:

$$(\sigma_D)_{\text{máx}} = \frac{\varepsilon}{B} \quad (\text{I-14})$$

Esta fracción se denomina valor epsilon. Por consiguiente las ecuaciones I-13 e I-14 dan como resultado:

$$\left(\frac{NB}{4\pi f} \right)^2 + \sigma_v^2 = \left(\frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B D L} \right)^2 \quad (\text{I-15})$$

un resultado general que incluye las anchuras de banda de la fuente y de modulación (pero sin fluctuación de dispersión de segundo orden), para cualquier hipótesis de valor del factor de forma N y de la fracción ε del intervalo de tiempo.

I.6 Valor del factor de forma

Como se ha expuesto junto con la ecuación I-12, la duración del impulso NRZ es $\frac{1}{B}$; podemos suponer que $N=4$ lo que significa que debe caber dos veces la anchura rms completa del impulso de entrada en la duración de impulso admisible [25]. (Ejemplos: $N=3,46$ contendría toda la potencia de un impulso rectangular NRZ, mientras que $N=4$ contendría el 95,4% de un impulso gaussiano.)

Ya puede resolverse la ecuación I-15 de la dispersión cromática del sistema del siguiente modo:

$$DL = \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left(\frac{B}{\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2}} \quad (\text{I-16})$$

La dispersión cromática admisible disminuye con el ciclo de trabajo ya que la anchura de banda de la señal aumenta al mismo tiempo. Para el caso límite de un transmisor con espectro ancho/baja velocidad binaria, las ecuaciones I-15 o I-16 dan como resultado:

$$DLB\lambda^2\sigma_v \approx \varepsilon c \quad \text{o} \quad DLB\sigma_\lambda \approx \varepsilon \quad (\text{I-17})$$

El ciclo de trabajo no tiene repercusión alguna cuando domina el espectro de la fuente. La expresión de la derecha se utilizó en la Rec. UIT-T G.957. En el caso límite de un transmisor de espectro estrecho (alta velocidad binaria, las ecuaciones I-15 o I-16 dan:

$$DLB^2\lambda^2 \approx \pi c \varepsilon f \quad (\text{I-18})$$

De aquí que la máxima dispersión cromática admisible para una velocidad binaria RZ fija disminuya junto con el ciclo de trabajo. Esto se debe una vez más a que la anchura de banda en frecuencia de una señal RZ es mayor que la de una señal NRZ de la misma velocidad binaria.

Las ecuaciones anteriores corresponden a impulsos de entrada y espectros de fuente gaussianos. Se supondrán aplicables en un sentido rms a formas más generales con una aproximación razonable.

I.7 Resultado general y unidades prácticas

Ahora, las ecuaciones I-16 e I-9 dan, en general:

$$DL = \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left(\frac{B}{\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2}} \quad (\text{I-19})$$

espectro ancho/baja velocidad binaria:

$$\lambda^2 B D L \sigma_v \approx \varepsilon c \quad \text{o} \quad B D L \sigma_\lambda \approx \varepsilon \quad (\text{I-20})$$

espectro estrecho/alta velocidad binaria:

$$\lambda^2 B^2 D L \approx \pi \varepsilon c f \quad (\text{I-21})$$

En las especificaciones se suele utilizar la anchura completa de $-20\text{-dB } \Gamma$. De la aproximación gaussiana utilizada en la Rec. UIT-T G.957 se obtiene la relación con la anchura rms:

$$\Gamma \approx 6,0697 \sigma \quad (\text{I-22})$$

Asimismo, si expresa B en Gbits/s, D en ps/nm-km, L en km (y por consiguiente DL en ps/nm), λ en μm (no en nm), σ_v en GHz, σ_λ en nm, y $c \approx 299\,792,458$ km/s (conforme a la Rec. UIT-T G.692), la ecuación I-19 se convierte en la ecuación 9-1 de 9.2.1.1. Las anchuras de frecuencia y de la fuente en la ecuación I-9 están relacionadas mediante la ecuación 9-2.

En el caso límite de espectro ancho/baja velocidad binaria, las ecuaciones I-20 e I-22 dan como resultado la ecuación 9-3. En el límite opuesto de un espectro estrecho/alta velocidad binaria, la ecuación I-21 se convierte en la ecuación 9-4.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] IEEE Project P1394b, *Draft Standard for a High Performance Serial Bus (Guideline)*, Draft 0.90, 1999.
- [2] T11 FC Project, *Fibre Channel, Physical Interfaces (FC-PI)*, Draft Rev. 8.1, 2000.
- [3] IEEE Std. 802.3-2005, *Specific Requirements – Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications*.
- [4] ISO/CEI 9314-3:1990, *Information processing systems – Fibre Distributed Data Interface (FDDI) – Part 3: Physical Layer Medium Dependent (PMD)*.
- [5] T11.1 Draft High-Performance Parallel Interface – 6400 Mbit/s Optical Specification (HIPPI-6400-OPT), National Committee for Information Technology Standardization (NCTIS), 2000.
- [6] PAUER (M.), WINZER (P.J.), LEEB (W.R.): Bit error probability reduction in direct detection optical receivers using RZ coding, *J. Lightwave Tech.*, Vol. 19, pp. 1255-1262, 2001.
- [7] BÖCKL (M.): Diplomarbeit, *INTHFT*, TU Wien 2002.
- [8] WINZER (P.J.), et al.: Effect of receiver design on PMD outage for RZ and NRZ, *Proc. OFC'02*, Tu11, pp. 46-48, 2002.
- [9] ZITELLI (M.), MATERA (F.), SETTEMBRE (M.): Single-channel transmission in dispersion management links in conditions of very strong pulse broadening: application to 40 Gb/s signals on step-index fibers, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, pp. 2498-2505, 1999.
- [10] AGRAWAL (G.P.): *Nonlinear fiber optics*, Academic Press, San Diego, Cal. 1995.
- [11] IANNONE (E.), MATERA (F.), MECOZZI (A.), SETTEMBRE (M.): *Nonlinear optical communication networks*, John Wiley & Sons, Inc., New York 1998.
- [12] MATERA (F.), SCHIFFINI (A.), PIZZINAT (A.), GUGLIELMUCCI (M.): Esperimenti di trasmissione solitonica multicanale a 40 Gb/s: il progetto IST/ATLAS, *Atti Fotonica 2001*, relazione invitata, pp. 67-74.
- [13] SPIRIT (D.M.), O'MAHONY (M.J.): *High Capacity Optical Transmission Explained*, John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [14] TAKAHASHI (H.), ODA (K.), TOBA (H.): Impact of crosstalk in an arrayed-waveguide multiplexer on $N \times N$ optical interconnection, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 6, pp. 1097-1105, 1996.
- [15] LIU (F.), RASMUSSEN (C.J.), PEDERSEN (R.J.S.): Experimental verification of a new model describing the influence of incomplete signal extinction ratio on the sensitivity degradation due to multiple interferometric crosstalk, *Photonics Technology Letters*, Vol. 11, No. 1, pp. 137-139, 1999.
- [16] LEGG (P.J.), TUR (M.), ANDONOVIC (I.): Solution paths to limit interferometric noise induced performance degradation in ASK/Direct detection lightwave networks, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 9, pp. 1943-1954, 1996.
- [17] CEI/TR 61282-1: 2000, *Fibre optic communication system design guides – Part 1: Single-mode digital and analogue systems*, Annex A: Statistical system design (statistical approach to gain and loss).
- [18] KIKUSHIMA (K.), HOGARI (K.): Statistical dispersion budgeting method for single-mode fiber transmission systems, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No. 1, pp. 11-15 (1990).

- [19] INOUE (K.), TOBA (H.): Fiber four-wave mixing in multi-amplifier systems with non-uniform chromatic dispersion, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 1, pp. 88-93 (1995).
- [20] CEI SC86C/WG1 ST-20, *Statistical treatment of chromatic dispersion* (submitted by T.A. Hanson), 2000.
- [21] BULOW (H.): System outage probability due to first and second order PMD, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No. 5, pp. 696-698, 1998.
- [22] MAKSOUDIAN (Y.L.): Probability and Statistics with Applications, *Scranton International Textbook Company*, 1969.
- [23] BENEDETTO (S.), BIGLIERI (E.): Principles of digital transmission with wireless applications, (Chap.3.: Basic results from information theory), *Kluwer Academic Press*, New York 1999.
- [24] MARCUSE (D.): Pulse distortion in single-mode fibers. 3: Chirped pulses, *Applied Optics*, Vol. 20, No. 20, pp. 3573-3579, 1981.
- [25] AGRAWAL (G.P.): Fiber-Optic Communication Systems, 2nd Edition, *John Wiley & Sons, Inc.*, 1997.
- [26] AGRAWAL (G.P.), ANTHONY (P.J.), SHEN (T.M.): Dispersion penalty for 1.3- μ m lightwave systems with multimode semiconductor lasers, *J. Lightwave Tech.*, Vol. 6, No. 5, pp. 620-625, 1987.

SERIES DE RECOMENDACIONES DEL UIT-T

Serie A	Organización del trabajo del UIT-T
Serie D	Principios generales de tarificación
Serie E	Explotación general de la red, servicio telefónico, explotación del servicio y factores humanos
Serie F	Servicios de telecomunicación no telefónicos
Serie G	Sistemas y medios de transmisión, sistemas y redes digitales
Serie H	Sistemas audiovisuales y multimedios
Serie I	Red digital de servicios integrados
Serie J	Redes de cable y transmisión de programas radiofónicos y televisivos, y de otras señales multimedios
Serie K	Protección contra las interferencias
Serie L	Construcción, instalación y protección de los cables y otros elementos de planta exterior
Serie M	Gestión de las telecomunicaciones, incluida la RGT y el mantenimiento de redes
Serie N	Mantenimiento: circuitos internacionales para transmisiones radiofónicas y de televisión
Serie O	Especificaciones de los aparatos de medida
Serie P	Calidad de transmisión telefónica, instalaciones telefónicas y redes locales
Serie Q	Conmutación y señalización
Serie R	Transmisión telegráfica
Serie S	Equipos terminales para servicios de telegrafía
Serie T	Terminales para servicios de telemática
Serie U	Conmutación telegráfica
Serie V	Comunicación de datos por la red telefónica
Serie X	Redes de datos, comunicaciones de sistemas abiertos y seguridad
Serie Y	Infraestructura mundial de la información, aspectos del protocolo Internet y Redes de la próxima generación
Serie Z	Lenguajes y aspectos generales de soporte lógico para sistemas de telecomunicación